



Etude de la synchronisation temporelle dans les systèmes MIMO-OFDM appliqués aux réseaux mobiles

Ali Rachini

► To cite this version:

Ali Rachini. Etude de la synchronisation temporelle dans les systèmes MIMO-OFDM appliqués aux réseaux mobiles. Réseaux et télécommunications [cs.NI]. INSA de Rennes; École Doctorale des Sciences et de Technologie (Beyrouth), 2014. Français. NNT : 2014ISAR0001 . tel-01083606

HAL Id: tel-01083606

<https://theses.hal.science/tel-01083606>

Submitted on 17 Nov 2014

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Thèse



THESE INSA Rennes

*sous le sceau de l'Université européenne de Bretagne en
cotutelle avec l'Université Libanaise*

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'INSA DE RENNES

Spécialité : Electronique et Télécommunications

présentée par

Ali RACHINI

ECOLE DOCTORALE : Matias

LABORATOIRE : IETR

Etude de la synchronisation temporelle dans les systèmes MIMO-OFDM appliqués aux réseaux mobiles

Thèse soutenue le 26.02.2014
devant le jury composé de :

Régis LENGELLE

Professeur à l'Université Technologie de Troyes / *président*

Françoise PALADIAN

Professeur à l'Université Blaise-Pascal / *rapporteuse*

Joumana FARAH

Professeur à l'Université Saint-Esprit de Kaslik / *rapporteuse*

Ghaïs EL ZEIN

Professeur à l'INSA de Rennes / *examineur*

Bilal BEYDOUN

Professeur à l'Université Libanaise / *Directeur de thèse*

Fabienne NOUVEL

Maître de Conférences, HDR, à l'INSA de Rennes / *Directrice de thèse*

Etude de la synchronisation temporelle dans les systèmes MIMO-OFDM appliqués aux réseaux mobiles

Ali RACHINI



En partenariat avec



REMERCIEMENTS

Au terme de ce travail, je voudrais adresser une pensée à tous ceux qui, de quelque manière que ce soit, par un conseil, une idée, un coup de main ou, tout simplement leur amitié, m'ont aidée à le réaliser.

Ce travail de recherche est le fruit d'une convention en cotutelle entre l'Université Libanaise et l'INSA de Rennes. La présente étude a été réalisée au sein du Laboratoire IETR de l'INSA de Rennes du côté français et le groupe GET de l'université Libanaise du côté libanais.

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à mon directeur de thèse monsieur Bilal BEYDOUN, professeur à la faculté des sciences de l'université Libanaise qui m'a accueilli dans son laboratoire et qui m'a donné l'opportunité d'effectuer ce travail, de ses conseils scientifiques tout au long de la thèse, sa grande disponibilité, ces encouragements et de la confiance qu'il m'a accordée.

Je remercie vivement ma directrice de thèse, Mme. Fabienne NOUVEL, professeur à l'INSA de Rennes, d'avoir assuré la direction de ce travail, et de m'avoir apporté la rigueur scientifique nécessaire à son bon déroulement, je tiens également à le remercier de sa gentillesse et sa grande disponibilité. Le partage de l'ensemble de ses connaissances m'a toujours permis de travailler dans les meilleures conditions.

Je ne sais comment exprimer ma gratitude à ces deux personnes autrement qu'en leur promettant d'agir comme eux avec des étudiants dans ma situation, si un jour l'occasion m'en est donnée.

Je tiens particulièrement à exprimer mes plus vifs remerciements à monsieur Ghais EL-ZEIN, professeur à l'INSA de Rennes, pour la gentillesse qu'il a manifestée à mon égard durant cette thèse et pour tous les conseils. Je tiens à remercier, Monsieur Régis LENGELLE, directeur de l'école doctorale à l'université de technologie de Troyes, d'avoir participé à ce jury, en tant que président.

Je remercie vivement Mme. Françoise PALADIAN, directrice de l'Ecole Doctorale des Sciences Pour l'Ingénieur (EDSPI) de Clermont Ferrand, et Mme. Joumana FARAH, professeur à l'université Saint-Esprit de Kaslik (USEK), qui ont accepté d'être les rapporteuses de cette thèse, et je les en remercie, de même que pour leur participation au jury. Elles ont également contribué par leurs nombreuses remarques et suggestions à améliorer la qualité de ce mémoire, et je leur en suis très reconnaissant.

Je remercie tous les membres du laboratoire IETR, groupe GET, INSA et EDST.

Ces remerciements ne seraient pas complets sans mentionner le soutien et les encouragements fournis tout au long de ces années par mes amis et mes proches. Un merci tout particulier va à mes parents pour leur aide précieuse à la finalisation de ce travail, bien entendu ma mère, mes frères, mes sœurs et ma fiancée, Mariam.

Table des matières

	Page
Liste des tableaux	v
Table des figures	x
Acronym	xiii
Notation	xvi
I Introduction Générale	1
II Systèmes multi-porteuses et multi-antennes	7
II.1 La technique OFDM	11
II.1.1 Chaîne de transmission d'un système OFDM	12
II.1.2 Expression du signal OFDM	14
II.1.3 Préfixe cyclique (CP)	16
II.1.4 Avantages et inconvénients de l'OFDM	17
II.1.5 Conclusion	18
II.2 La technique MIMO	19
II.2.1 Principe de la technique MIMO	19
II.2.2 Codage temps-espace (STC)	21
II.2.2.1 Le code temps-espace en blocs (STBC)	21
II.2.2.2 Les codes temps-espace en treillis (STTC)	23
II.3 La combinaison MIMO-OFDM	24
II.3.1 Canal MIMO	25
II.3.2 Conclusion	28
II.4 La synchronisation	28

II.4.1	La synchronisation fréquentielle	29
II.4.1.1	Le décalage de la fréquence porteuse (Carrier Frequency Offset (CFO))	29
II.4.1.2	Etudes antérieures sur la synchronisation fréquentielle	31
II.4.2	La synchronisation temporelle	32
II.4.2.1	Etudes antérieures sur la synchronisation temporelle	32
II.5	Conclusion	37
III	Séquences de synchronisation	47
III.1	Introduction	48
III.2	Les différentes séquences existantes	49
III.2.1	Séquences pseudo-aléatoires (Pseudo Noise Sequence (PN))	50
III.2.2	Les séquences de Gold	52
III.2.2.1	Fonctions de corrélation des séquences de Gold	53
III.2.3	Les séquences de Walsh-Hadamard	55
III.2.4	Les séquences CAZAC (Constant Amplitude Zero Auto-Correlation)	57
III.2.5	Les séquences TCH (Tomlinson, Cercas and Hughes) . . .	61
III.2.6	Les séquences ZCZ (Zero Correlation Zone)	62
III.3	Critères pour sélectionner une séquence particulière	65
III.4	Conclusion	68
IV	Les méthodes proposées	73
IV.1	Système de transmission	74
IV.1.1	Modélisation du canal de propagation	77
IV.1.2	Modélisation du signal reçu	77
IV.2	Les techniques proposées pour la synchronisation temporelle . . .	78

IV.2.1	Méthodes de préambule court (Génération dans le domaine temporel)	78
IV.2.1.1	Première structure de préambule court (<i>Pr_Court_1</i>)	78
IV.2.1.2	Deuxième structure de préambule court (<i>Pr_Court_2</i>)	80
IV.2.1.3	Algorithme de détection de pic de synchronisation	81
IV.2.2	Méthodes de préambule compact (Génération dans le domaine fréquentiel)	82
IV.2.2.1	Première structure de préambule compact (<i>Pr_Compact_1</i>)	84
IV.2.2.2	Deuxième structure de préambule compact (<i>Pr_Compact_2</i>)	87
IV.2.2.3	Troisième structure de préambule compact (<i>Pr_Compact_3</i>)	90
IV.2.2.4	Quatrième structure de préambule compact (<i>Pr_Compact_4</i>)	93
IV.2.2.5	Algorithme de détection de pic de synchronisation	96
IV.2.3	Méthodes de zéro padding	98
IV.2.3.1	Première structure de zéro padding (<i>Z_Pad_1</i>)	98
IV.2.3.2	Deuxième méthode de zéro padding (<i>Z_Pad_2</i>)	102
IV.3	Conclusion	105
V	Les résultats de simulation	109
V.1	Simulation des méthodes de préambule court	110
V.1.1	Paramètres de simulations	110
V.1.2	Résultats de simulations de <i>Pr_Court_1</i>	111
V.1.2.1	Simulation avec les séquences d'Hadamard . . .	112
V.1.2.2	Simulation avec d'autres séquences	113
V.1.3	Résultats de simulations de <i>Pr_Court_2</i>	116
V.2	Simulation des méthodes de préambule compact	119
V.2.1	Paramètres de simulations	120
V.2.2	Résultats de simulations de la méthode de préambule compact	121
V.2.2.1	Résultats de simulations de <i>Pr_Compact_1</i> . .	122

V.2.2.2	Résultats de simulations de <i>Pr_Compact_2</i> . .	125
V.2.2.3	Résultats de simulations de <i>Pr_Compact_3</i> . .	129
V.2.2.4	Résultats de simulations de <i>Pr_Compact_4</i> . .	132
V.2.3	Les performances de la méthode de préambule compact . .	134
V.3	Résultats de simulations des méthodes de zéro padding	137
V.3.1	Résultats de simulations de <i>Z_Pad_1</i>	137
V.3.2	Résultats de simulations de <i>Z_Pad_2</i>	140
V.4	Conclusion	144
VI	Conclusions et perspectives	149
VI.1	Conclusions	149
VI.2	Perspectives	152
	Liste de publications	153

Liste des tableaux

III.1	Comparaison entre les différentes séquences de synchronisation . . .	67
V.1	Paramètres de simulation de la méthode de préambule court	110
V.2	Puissance moyenne et délai du canal de propagation (méthodes de préambule court)	111
V.3	Paramètres de simulations de méthodes de préambule compact . .	120
V.4	Puissance moyenne du canal de Rayleigh à trajets multiples (mé- thodes de préambule compact)	121
V.5	Comparaison de la probabilité d'acquisition avec différents sys- tèmes MIMO-OFDM et différentes longueurs de FFT de la mé- thode Z_Pad_1	140
V.6	Comparaison de la probabilité d'acquisition de différents systèmes MIMO-OFDM et différentes longueurs de FFT de la méthode Z_Pad_2	143

Table des figures

II.1	Schéma bloc d'un système de transmission OFDM	13
II.2	Illustration de la protection contre les interférences entre symboles OFDM assurée par le CP	17
II.3	Schéma simplifié d'un système MIMO-OFDM avec un codage STBC	26
II.4	Canal MIMO $N_t \times N_r$	27
II.5	Décalage de la fréquence porteuse (CFO)	30
II.6	Structure de trame d'un système MIMO-OFDM avec les codes LS	34
II.7	Structure de préambule proposée dans le domaine fréquentiel dans [48] . . .	35
II.8	Structure de préambule basée sur des séquences partielles de Zadoff-Chu dans [53]. (a) dans le domaine fréquentiel et (b) dans le domaine temporel	36
III.1	Structure de la trame de synchronisation dans les systèmes DTMB	51
III.2	Fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélations de séquences pseudo-aléatoires de taille 1023	52
III.3	Fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélations de Séquences Gold de taille 1023	55
III.4	Fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélations de séquences d'Hadamard de taille 1024	57
III.5	Séquence CAZAC avec une amplitude constante	58
III.6	Fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélations de séquences CAZAC de longueur 1024	60
III.7	Fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélations de séquences TCH de taille 256	63
III.8	Fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélations de séquences ZCZ de taille 512	64

IV.1	Système de transmission MIMO-OFDM-STBC	75
IV.2	Préambules de synchronisation pour la première structure de la méthode de préambules courts (Pr_Court_1)	79
IV.3	Préambules de synchronisation pour la deuxième structure de la méthode de préambules courts (Pr_Court_2)	81
IV.4	Schéma général de la détection du pic de synchronisation pour les méthodes de préambules courts	82
IV.5	Structure générale de la trame : préambule de synchronisation + symboles OFDM	83
IV.6	Schéma de préambules de synchronisation pour $Pr_Compact_1$ dans le domaine fréquentiel sur les différentes antennes d'émission	84
IV.7	Fonction d'autocorrélation du préambule de $Pr_Compact_1$, $L_{FFT}=256$. .	85
IV.8	Représentation du préambule dans le domaine temporel de $Pr_Compact_1$, $L_{FFT} = 256$	86
IV.9	Schéma de préambules de synchronisation pour la $Pr_Compact_2$ dans le domaine fréquentiel sur les différentes antennes d'émission	88
IV.10	Fonction d'autocorrélation du préambule de $Pr_Compact_2$, $L_{FFT}=256$. .	88
IV.11	Représentation du préambule dans le domaine temporel de $Pr_Compact_2$, $L_{FFT} = 256$	89
IV.12	Schéma des préambules de synchronisation pour $Pr_Compact_3$ dans le domaine fréquentiel sur les différentes antennes d'émission	91
IV.13	Fonction d'autocorrélation du préambule de $Pr_Compact_3$, $L_{FFT}=256$. .	91
IV.14	Représentation du préambule dans le domaine temporel de $Pr_Compact_3$, $L_{FFT} = 256$	92
IV.15	Schéma de préambules de synchronisation pour $Pr_Compact_4$ dans le domaine fréquentiel sur les différentes antennes d'émission	94
IV.16	Fonction d'autocorrélation du préambule de $Pr_Compact_4$, $L_{FFT}=256$. .	94
IV.17	Représentation du préambule dans le domaine temporel de $Pr_Compact_4$, $L_{FFT} = 256$	95

IV.18 Schéma général du préambule de synchronisation de la Z_Pad_1 dans le domaine fréquentiel	98
IV.19 Schéma de préambules de synchronisation de Z_Pad_1 dans le domaine fréquentiel sur les différentes antennes d'émission	99
IV.20 Fonction d'autocorrélation de la Z_Pad_1 , $L_{FFT}=256$	100
IV.21 Représentation du préambule dans le domaine temporel de Z_Pad_1 , $L_{FFT} = 256$	101
IV.22 Schéma général du préambule de synchronisation de Z_Pad_2 dans le domaine fréquentiel	102
IV.23 Schéma de préambules de synchronisation de Z_Pad_2 dans le domaine fréquentiel sur les différentes antennes d'émission	103
IV.24 Fonction de corrélation de la Z_Pad_2 , $L_{FFT} = 256$	103
IV.25 Représentation du préambule dans le domaine temporel de Z_Pad_2 , $L_{FFT} = 256$	104
 V.1 Préambules de synchronisation pour un système 2×2 (Pr_Court_1)	111
V.2 Probabilité d'acquisition de la synchronisation temporelle de méthode de préambule court Pr_Court_1	112
V.3 Probabilité d'acquisition de la synchronisation temporelle en fonction de SNR et un seuil de détection à 96%, de méthode de préambule court Pr_Court_1 .	113
V.4 Probabilité d'acquisition de la synchronisation temporelle en fonction de SNR et un seuil de détection à 97%, de méthode de préambule court Pr_Court_1 .	114
V.5 Probabilité d'acquisition de la synchronisation temporelle en fonction de SNR et un seuil de détection à 96%, de méthode de préambule court Pr_Court_1 .	115
V.6 Probabilité d'acquisition de la synchronisation temporelle en fonction de SNR et un seuil de détection à 98%, de méthode de préambule court Pr_Court_1 .	116
V.7 Probabilité d'acquisition de la synchronisation temporelle dans un canal de à trajets-multiples + AWGN, seuil = 91%, de méthode de préambule court Pr_Court_2	117

V.8	Probabilité d'acquisition de la synchronisation temporelle dans un canal à trajets multiples + AWGN, seuil = 89%, de méthode de préambule court Pr_Court_2	118
V.9	Comparaison de la probabilité d'acquisition de la synchronisation temporelle de méthode de préambule court Pr_Court_2 avec différents seuils et séquences	119
V.10	Structure de préambule dans le domaine fréquentiel sur chaque antenne d'émission - $Pr_Compact_1$	122
V.11	Probabilité d'acquisition de synchronisation temporelle de méthode de préambule compact $Pr_Compact_1$ avec $L_{FFT} = 1024$	123
V.12	Probabilité d'acquisition de synchronisation temporelle de méthode de préambule compact $Pr_Compact_1$ avec $L_{FFT} = 512$	124
V.13	Comparaison entre $Pr_Compact_1$ et la méthode de préambule de sous-bande dans [5], $L_{FFT} = 256$	125
V.14	Structure de préambule dans le domaine fréquentiel sur chaque antenne d'émission - $Pr_Compact_2$	126
V.15	Performances de la synchronisation temporelle de la méthode de préambule compact $Pr_Compact_2$, $L_{FFT} = 1024$	126
V.16	Performances de la synchronisation temporelle de la méthode de préambule compact $Pr_Compact_2$, $L_{FFT} = 512$	127
V.17	Comparaison entre $Pr_Compact_2$ et la méthode de préambule de sous-bande dans [5], $L_{FFT} = 256$	128
V.18	Structure de préambule dans le domaine fréquentiel sur chaque antenne d'émission - $Pr_Compact_3$	129
V.19	Performances de probabilité de la synchronisation temporelle de la méthode de préambule compact $Pr_Compact_3$, $L_{FFT} = 1024$	130
V.20	Performances de probabilité de la synchronisation temporelle de la méthode de préambule compact $Pr_Compact_3$ ($L_{FFT} = 512$)	130
V.21	Comparaison entre $Pr_Compact_3$ et la méthode de préambule de sous-bande dans [5], $L_{FFT} = 256$	131

V.22	Structure de préambule dans le domaine fréquentiel sur chaque antenne d'émission - $Pr_Compact_4$	132
V.23	Performances de probabilité de la synchronisation temporelle de la méthode de préambule compact $Pr_Compact_4$ ($L_{FFT} = 1024$)	133
V.24	Performances de probabilité de la synchronisation temporelle de la méthode de préambule compact $Pr_Compact_4$ ($L_{FFT} = 512$)	133
V.25	Comparaison entre $Pr_Compact_4$ et la méthode de préambule de sous-bande dans [5], $L_{FFT} = 256$	134
V.26	Comparaison entre les quatre méthodes de préambule compact, $L_{FFT} = 1024$, MIMO-OFDM 2×2	135
V.27	Comparaison entre les quatre méthodes de préambule compact, $L_{FFT} = 1024$, MIMO-OFDM 4×4	136
V.28	Structure générale de préambule de (Z_Pad_1) dans le domaine fréquentiel .	137
V.29	Performances de probabilité de la synchronisation temporelle de la méthode de zero padding Z_Pad_1 , $L_{FFT} = 1024$	138
V.30	Performances de la synchronisation temporelle de la méthode de zero padding Z_Pad_1 , $L_{FFT} = 512$	138
V.31	Comparaison entre la méthode de zero padding Z_Pad_1 et la méthode de préambule de sous-bande dans [5], $L_{FFT} = 256$	139
V.32	Structure générale du préambule de synchronisation de la méthode de zero padding Z_Pad_2	141
V.33	Performances de la synchronisation temporelle de la méthode de zero padding Z_Pad_2 , $L_{FFT} = 1024$	141
V.34	Performances de la synchronisation temporelle de la méthode de zero padding Z_Pad_2 , $L_{FFT} = 512$	142
V.35	Comparaison entre Z_Pad_2 et la méthode de préambule de sous-bande dans [5], $L_{FFT} = 256$	143

ACRONYM

3GPP	3 rd Generation Partnership Project
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BLAST	Bell Laboratories Layered Space-Time
CAN	Convertisseur Analogique Numérique
CAZAC	Constant Amplitude Zero AutoCorrelation
CDMA	Code Division Multiplexing Systems
CFO	Carrier Frequency Offset
CNA	Convertisseur Numérique Analogique
CP	Cyclic Prefix
DAB	Digital Audio Broadcasting
DFT	Discrete Fourier Transform
DS-CDMA	Direct Sequence-Code Division Multiple Access
DTMB	Digital Terrestrial/Television Multimedia Broadcasting
DVB	Digital Video Broadcasting
FFT	Fast Fourier Transform
GCL	Generalized Chirp-Like
GI	Guard Interval
GPS	Global Positioning System
HSPA+	evolved High-Speed Packet Access
ICI	Inter-Carrier Interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform

ISI	Inter-Symbol Interference
LAN	Local Area Network
LS	Loosely Synchronous
LTE	Long Term Evolution
MAI	Multiple Access Interference
MIMO	Multiple Input and Multiple Output
MMSE	Minimum Mean Squared Error
MRRC	Maximal Ratio Receive Combining
MSE	Mean Square Error
NO-STBC	Non Orthogonal Space-Time Block Codes
O-STBC	Orthogonal Space-Time Block Codes
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
PN	Pseudo Noise Sequence
PSK	Phase Shift Keying
Q-STBC	Quasi-orthogonal Space-Time Block Codes
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RFO	Residual Frequency Offset
STBC	Space-Time Block Codes
STC	Space Time Code
STTC	Space-Time Trellis Codes
SUI	Stanford University Interim
UPSP	Unequal Period Synchronization Patterns
WLAN	Wireless Local Area Network
Wi-Fi	Wireless Fidelity
WiMax	Worldwide Interoperability for Microwave Access
ZCZ	Zero Correlation Zone
ZF	Zero Forcing

NOTATION

Symbole	Description
T_s	Durée d'un symbole OFDM (sans CP)
T_d	Durée de données dans un symbole OFDM
P_{SYNC}	Probabilité d'acquisition de synchronisation temporelle
N_{sc}	Nombre de sous-porteuses
Δf	Espacement minimal entre les sous-porteuses pour garder l'orthogonalité
T_g	Durée du préfixe cyclique
T_{tot}	Durée totale d'un symbole OFDM
G_k	Coefficient d'égalisation
H_k	Réponse fréquentielle du canal
x_k	Symboles complexes modulés
T_i	Antenne i d'émission
R_j	Antenne j de réception
f_k	Fréquence de sous-porteuses
$s_i(t)$	Signal OFDM transmis
f_c	Fréquence centrale du signal
f_e	Fréquence d'échantillonnage
τ_{max}	Délai maximum de propagation dans un canal à trajets multiples
$r(t)$	Signal OFDM reçu
$w(t)$	Bruit blanc additif gaussien (AWGN)
N_t	Nombre d'antennes à l'émission

N_r	Nombre d'antennes en réception
$(.)^\dagger$	Opération de transconjugué
H	Matrice du canal MIMO
N_0	Densité spectrale de puissance monolatérale du bruit blanc
S	Matrice du codeur d'Alamouti
I	Matrice identité
V_s	Vecteur des signaux transmis
V_r	Vecteur des signaux récus
V_w	Vecteur de AWGN
L_{ij}	Nombre total de trajets multiples entre T_i et R_j
l_{ij}	Trajet entre T_i et R_j
$\alpha_{l_{ij}}$	Gain du trajet l_{ij}
$\theta_{l_{ij}}$	Phase du trajet l_{ij}
$\tau_{l_{ij}}$	Retard du trajet l_{ij}
F_{etx}	Fréquence d'échantillonnage à l'émission
F_{erx}	Fréquence d'échantillonnage à la réception
F_{ptx}	Fréquence porteuse à l'émission
F_{prx}	Fréquence porteuse à la réception
\mathcal{R}_{xx}	Fonction d'autocorrélation
\mathcal{R}_{xy}	Fonction d'intercorrélation
\otimes	Ou-exclusif
WH	Matrice Walsh-Hadamard
x_u	Préambule de synchronisation dans le domaine temporel
X_u	Préambule de synchronisation dans le domaine fréquentiel
F_m	Nombres de Fermat
L_{CP}	Taille du CP
L_{pr}	Taille du préambule
L_{FFT}	Taille de FFT/IFFT
L_C	Taille de la séquence de synchronisation

seq_j	Séquence locale sur R_j
L_{seq}	Taille de la séquence locale seq_j
\hat{ind}_k	Estimation de la synchronisation temporelle
$(.)^*$	Operation du conjugué
Pr_Court_1	Première méthode de préambule court
Pr_Court_2	Deuxième méthode de préambule court
$Pr_Compact_1$	Première méthode de préambule compact
$Pr_Compact_2$	Deuxième méthode de préambule compact
$Pr_Compact_3$	Troisième méthode de préambule compact
$Pr_Compact_4$	Quatrième méthode de préambule compact
Z_Pad_1	Première méthode de zéro padding
Z_Pad_2	Deuxième méthode de zéro padding
\hat{th}	Seuil de détection estimé

CHAPITRE I

INTRODUCTION GÉNÉRALE

La présente thèse s'est déroulée dans le cadre de la collaboration entre l'université Libanaise et le réseau UT-INSA, dont l'objectif est de former par la recherche des doctorants Libanais dans les laboratoires de l'Université Libanaise et des établissements des réseaux UT et INSA. Le programme porte sur la mise en place de cotutelles de thèse. Les travaux de recherche sont réalisés dans les laboratoires de l'Université Libanaise et du réseau UT-INSA selon un principe d'alternance qui est défini dans la convention de cotutelle de thèse signée entre l'université Libanaise et l'Etablissement du réseau UT INSA qui accueille le doctorant.

Dans ce contexte, cette thèse en cotutelle s'est effectuée entre le laboratoire IETR de l'INSA de Rennes et le groupe GET de l'université Libanaise. Elle s'articule autour des systèmes MIMO-OFDM. Ces systèmes sont équipés de plusieurs antennes d'émission et de plusieurs antennes de réception, afin d'augmenter soit la capacité de Shannon associée aux traditionnels systèmes SISO (Single Input / Single Output), soit accroître la fiabilité.

L'évolution rapide dans les systèmes de communications sans-fil et l'utilisation de téléphone mobile, les services satellite, l'internet sur les réseaux sans fil et les réseaux locaux ont besoin de débit de données très élevé et d'une grande

CHAPITRE I. INTRODUCTION GÉNÉRALE

fiabilité. Ces débits ont augmenté rapidement dans les nouvelles applications de transmission de données de nouvelle génération. Pour répondre aux contraintes de la limitation du spectre disponible, les systèmes à porteuses multiples possèdent également une haute efficacité spectrale à cause de l'orthogonalité et le débit total s'approche du débit de Nyquist. Toutefois, le débit maximum atteignable est limité par la capacité de Shannon. La technique de multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)) est devenue incontournable dans les systèmes de transmission sans fil. L'OFDM a été adopté dans plusieurs normes sans fil telles que les systèmes de radiodiffusion numérique terrestre (Digital Audio Broadcasting (DAB)), la télédiffusion numérique terrestre (Digital Video Broadcasting-Terrestrial (DVB-T)), la norme IEEE 802.11a/g / Wi-Fi [1] et le réseau local (Local Area Network (LAN)) de norme IEEE 802.16a/WiMax [2]. Il est également utilisé dans les systèmes mobiles sans fil MC-HSPA (Multi Carrier-High Speed Packet data Access) de troisième génération, et dans les réseaux mobiles de nouvelle génération (Long Term Evolution (LTE)) et 4G.

D'autre part, l'approche du système de transmission à multi-entrées/multi-sorties (Multiple Input-Multiple Output (MIMO)), peut produire des gains importants, à la fois, pour les liens et les capacités du réseau, sans transmission de puissance supplémentaire ou sans consommation de bande passante supplémentaire. Des données identiques sont codées et transmises par différentes antennes, ce gain de diversité est utilisé pour combattre les évanouissements du canal et pour augmenter les performances au niveau de la réception. L'autre cas d'utilisation des techniques MIMO est celui du gain en capacité, différentes données sont transmises sur différentes antennes pour augmenter le débit de transmission.

Les signaux transmis subissent des réfractions et diffractions causées par les arbres, les bâtiments, les mouvements de personnel, les véhicules et les autres

équipements qui se déplacent dans l'environnement de transmission. Ces signaux reçus sont atténués et affectés par les différents canaux de transmission.

Dans les systèmes OFDM et plus généralement dans les systèmes MIMO-OFDM, la synchronisation est une question importante. Elle se divise en deux parties, la synchronisation temporelle et la synchronisation fréquentielle. La synchronisation temporelle se fait, d'une part par la synchronisation grossière qui consiste à estimer le début de chaque trame reçue, et d'autre par la synchronisation fine qui détecte le début de chaque symbole OFDM dans la trame reçue. Le principe de la synchronisation fréquentielle est de trouver le déphasage de fréquence entre les fréquences à l'émission et à la réception.

Une erreur de synchronisation entraîne la perte de l'orthogonalité des sous-porteuses du début de trames reçues et donc une dégradation de la performance du système. C'est pourquoi il est important d'avoir un algorithme de synchronisation robuste à la réception, et de connaître son effet sur les performances du système.

Ce document est divisé en quatre chapitres.

Dans le premier chapitre, une brève introduction des techniques de transmission OFDM et MIMO-OFDM est présentée. Les systèmes OFDM consistent à diviser la bande passante en plusieurs sous-porteuses orthogonales. L'insertion d'un préfixe cyclique (Cyclic Prefix (CP)), dans un système OFDM, permet d'éviter l'interférence entre symboles (Inter Symbol Interference (ISI)) et l'interférence entre porteuses (Inter Carrier Interference (ICI)). Les modulateur et démodulateur OFDM sont réalisés par les deux fonctions IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) et FFT (Fast Fourier Transform) respectivement. Dans la deuxième partie de ce chapitre, la technique et les schémas d'implémentations du système MIMO, basés

CHAPITRE I. INTRODUCTION GÉNÉRALE

sur la technologie de réseaux d'antennes à l'émission et à la réception sont introduits. Ensuite, la mise en oeuvre de la combinaison MIMO-OFDM est présentée. Nous expliquerons finalement le problème de synchronisation. Dans tout système de communication, les émetteurs et les récepteurs doivent être synchronisés au niveau de la couche physique avant toute analyse des données par les applications. Un format spécial de séquences est généralement utilisé pour la synchronisation. Ces séquences sont appelées séquences de synchronisation.

Dans le deuxième chapitre, nous évoquons les différents types de séquences de synchronisation pour les systèmes MIMO-OFDM. Nous comparons les performances de ces séquences au niveau de leurs fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélation.

Le troisième chapitre est consacré à la proposition de nouvelles méthodes de synchronisation temporelle. Un préambule de synchronisation est ajouté au début de chaque trame de données. Plusieurs méthodes basées sur les formes de séquences sont discutées. A la réception, et dans un canal à trajets multiples, une fonction d'autocorrélation ou d'intercorrélation est appliquée pour estimer le pic de la synchronisation temporelle.

Le quatrième et dernier chapitre concerne l'analyse des performances des méthodes proposées, à travers les résultats de simulations de la probabilité d'acquisition de synchronisation. Une comparaison des résultats des méthodes proposées avec ceux des méthodes existantes est effectuée.

Bibliographie

- [1] Institute of Electrical and Electronics Engineers, *IEEE 802.11g : Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications : Further Higher Data Rate Extension in the 2.4 GHz Band*, 2003.
- [2] Institute of Electrical and Electronics Engineers, *IEEE 802.16a : Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems : Medium Access Control Modifications and Additional Physical Layer Specifications for 2-11 GHz*, Apr. 2003.

CHAPITRE I. INTRODUCTION GÉNÉRALE

CHAPITRE II

CONTEXTE DE L'ÉTUDE : SYSTÈMES MULTI-PORTEUSES ET MULTI-ANTENNES

Sommaire

II.1 La technique OFDM	11
II.1.1 Chaîne de transmission d'un système OFDM	12
II.1.2 Expression du signal OFDM	14
II.1.3 Préfixe cyclique (CP)	16
II.1.4 Avantages et inconvénients de l'OFDM	17
II.1.5 Conclusion	18
II.2 La technique MIMO	19
II.2.1 Principe de la technique MIMO	19
II.2.2 Codage temps-espace (STC)	21
II.3 La combinaison MIMO-OFDM	24
II.3.1 Canal MIMO	25
II.3.2 Conclusion	28
II.4 La synchronisation	28
II.4.1 La synchronisation fréquentielle	29
II.4.2 La synchronisation temporelle	32
II.5 Conclusion	37

CHAPITRE II. SYSTÈMES MULTI-PORTEUSES ET MULTI-ANTENNES

Depuis leur développement dans les années 1990, les techniques de transmissions multi-porteuses, encore appelées couramment OFDM, ont donné lieu à de nombreux standards de communications, qu'ils soient filaires ou sans fil. Ainsi, cette technique est-elle utilisée par les systèmes de télédiffusion numérique terrestre (Digital Video Broadcasting (DVB)-T), par la norme IEEE 802.11a/g (Wireless Fidelity (Wi-Fi)) [1, 2], par la norme IEEE 802.16 a (Worldwide Interoperability for Microwave Access (WiMax)) [3]. L'OFDM est utilisé également dans les systèmes mobiles sans fil MC-HSPA (Multi Carrier-High Speed Packet data Access) de troisième génération et dans les réseaux mobiles de nouvelle génération (LTE).

Ce principe de multiplexage fréquentiel a évolué dans les années 60 vers la parallélisation en fréquence des informations à transmettre [4]. Les données de durée T_d très courte sont réparties sur plusieurs canaux fréquentiels modulés à bas débit. Ces canaux correspondent à un ensemble de N_{sc} sous-porteuses orthogonales entre elles. Les symboles transmis sur chaque sous-porteuse ont une durée $T_s = N_{sc} \cdot T_d$, où T_s est la durée d'un symbole.

Pour que la technique OFDM soit efficace, il est important d'assurer la non-interférence entre sous-porteuses, en limitant le recouvrement entre les sous-canaux. Pour cela, l'orthogonalité entre les sous-porteuses sera garantie par la fonction porte de mise en forme utilisée comme support temporel. Cette fonction porte engendre un spectre en sinus cardinal pour chacune des sous-porteuses. La condition d'orthogonalité est obtenue en choisissant un espacement entre les sous-porteuses minimal ($\Delta f = \frac{1}{T_s}$).

Depuis une dizaine d'année, les applications basées sur internet (IP) se sont fortement développées et les systèmes de télécommunications sont soumis à une demande accrue en débit et qualité de service. Pour les communications sans fil, une nouvelle technique est apparue et est basée sur l'utilisation de plusieurs antennes, indépendantes ou non, tant en émission qu'en réception. Cette technique MIMO, pour Multiple-Input/Multiple-Output, permet d'envoyer des informations en parallèle depuis plusieurs antennes d'émission et de les combiner à la réception, pour accroître le débit ou assurer de meilleures performances. Ce concept a été introduit par J.Winters [5] en 1987 pour des systèmes de communications basiques, puis les laboratoires "Bell Labs" ont élaboré un démonstrateur BLAST (Bell Laboratories Layered Space-Time) en 1996 exhibant des efficacités spectrales de l'ordre de 40 bit/s/Hz avec un réseau d'antennes 8×8 . Les études sur ces systèmes ont montré un gain non négligeable de capacité du canal [6], permettant d'atteindre les débits requis par les applications de type IP. Les systèmes actuels, qui ne sont pourvus que d'une antenne à l'émission et à la réception (Single Input/Single Output (SISO)) ne tirent parti que de la diversité temporelle et/ou fréquentielle. Les systèmes MIMO permettront de profiter d'un ordre supplémentaire de diversité apporté par cette dimension spatiale.

Plusieurs schémas d'implémentations du système MIMO sont possibles : ils diffèrent par la procédure utilisée à l'émission de données, et par le nombre d'antennes utilisées au niveau de l'émetteur ou du récepteur. Afin d'optimiser la diversité spatiale du canal de transmission et de réduire les effets d'évanouissements du canal, les techniques mises en œuvre concernent le codage en blocs temps-espace (Space-Time Block Codes (STBC)) [7, 8] et les codes temps-espace de treillis (Space Time Trellis Codes (STTC)) [9].

Il semble alors naturel de combiner les deux techniques OFDM et MIMO, afin de converger vers un système MIMO-OFDM. Notons que la combinaison entre

CHAPITRE II. SYSTÈMES MULTI-PORTEUSES ET MULTI-ANTENNES

ces techniques est présentée dans la norme 802.11n [10]. Cette combinaison permet d'exploiter les diversités temporelles, fréquentielles et spatiales. En effet, les codes temps-espace tirent profit de la diversité spatiale, mais ne sont pas conçus pour exploiter celle des canaux sélectifs en fréquence. Pourtant, les futurs systèmes de communications poussés par les besoins en débit, utilisent des bandes de fréquence de plus en plus importantes, où le canal est alors sélectif en fréquence. Une façon d'exploiter la diversité fréquentielle dans le contexte MIMO est de recourir à l'OFDM et de le combiner au codage temps-espace (Space Time Code (STC)). Suivant la nature du codage, plusieurs associations sont réalisables et le lecteur pourra se référer à [11] pour une présentation assez complète des combinaisons. Parmi les études à l'IETR, nous pouvons citer les travaux de thèse de J. M. Auffray [12] et C. LeGuellaut [13].

Dans tous les systèmes de communications sans fil et surtout dans les systèmes OFDM et MIMO-OFDM, la synchronisation est primordiale. Les récepteurs ne connaissent pas le début et la fin des symboles OFDM, donc le placement de la fenêtre FFT. Par ailleurs, ils disposent de leur propre fréquence d'échantillonnage, asynchrone avec celle de l'émetteur. Ces deux points font apparaître deux notions de synchronisation : temporelle et fréquentielle. Une erreur de synchronisation temporelle en réception peut entraîner la perte de l'orthogonalité des sous-porteuses. C'est pourquoi il est important d'avoir un algorithme de synchronisation robuste et de connaître son effet sur les performances du système.

Dans ce chapitre, nous donnerons d'abord un court rappel des techniques de modulation OFDM et MIMO, tout en décrivant leurs architectures. Ensuite, la mise en œuvre de la combinaison MIMO-OFDM est présentée. Nous expliquerons finalement le problème de synchronisation.

II.1 La technique OFDM

Dans la technique OFDM, la bande de fréquence disponible est divisée en plusieurs sous-canaux orthogonaux, porteurs de symboles indépendants. Le signal OFDM est la somme de tous ces symboles de données portés par les sous-porteuses. Comme chacune des porteuses occupe une bande très étroite, les distorsions d'amplitude et de retard introduites par le canal sont quasi plates et peuvent être facilement égalisées. Chang a montré dans [4] qu'un certain nombre de porteuses portant chacune un débit b et qui sont espacées en fréquence de $b/2$ pourraient être transmises sans interférences entre symboles (ISI) et entre porteuses (ICI) et que le taux de transmission peut atteindre la limite de Nyquist [14] lorsque le nombre de sous-canaux est très grand.

Saltzberg [15] a analysé les performances des systèmes OFDM et conclut que l'efficacité d'un système OFDM doit s'appuyer sur la réduction de l'interférence entre les porteuses adjacentes. Afin de réaliser simplement le multiplex fréquentiel orthogonal, Saltzberg et Weinstein [16] ont montré que l'utilisation de la transformée de Fourier discrète (Discrete Fourier Transform (DFT)) permet de produire facilement le symbole OFDM porté par N_{sc} de sous-porteuses orthogonales. Par ailleurs, les perturbations du canal de propagation induisent, entre autre, la perte d'orthogonalité entre les sous-porteuses et l'apparition d'interférences entre symboles OFDM, ou ISI, dues aux trajets multiples. Pour éliminer celles-ci, une solution consiste à accroître le nombre N_{sc} de sous-porteuses pour augmenter la durée symbole T_s . Cependant cette technique se heurte à différentes contraintes technologiques ou environnementales. Une autre technique consiste à l'insertion d'un intervalle de garde [17] ou préfixe cyclique (CP) d'une durée T_g , supérieure ou égale à l'étalement maximal de la réponse impulsionnelle du canal. Le CP est en général une copie de la dernière partie d'un symbole OFDM. Dès lors la partie utile T_s de chaque symbole OFDM ne sera plus affectée par les ISI. La durée totale

CHAPITRE II. SYSTÈMES MULTI-PORTEUSES ET MULTI-ANTENNES

T_{tot} du symbole OFDM se voit donc augmentée et devient égale $T_{tot} = T_s + T_g$.

II.1.1 Chaîne de transmission d'un système OFDM

La chaîne de transmission dans les systèmes OFDM se divise en deux parties, l'émetteur et le récepteur. A l'émission, les bits de la source binaire sont modulés et génèrent des symboles complexes prenant leurs valeurs dans un alphabet fini correspondant à une modulation numérique donnée comme la modulation d'amplitude en quadrature (Quadrature Amplitude Modulation (QAM)) ou la modulation par sauts de phase (Phase-shift keying (PSK)). Ces symboles x_k sont répartis sur les N_{sc} sous-porteuses. Les sous-porteuses dans le domaine fréquentiel sont espacées de $\Delta f = \frac{1}{T_s}$.

La transformée de Fourier discrète inverse (Inverse Fast Fourier Transform (IFFT) ou Inverse Discrete Fourier Transform (IDFT)) permet de générer le signal dans le domaine temporel constitué de N_{sc} échantillons. En général, toutes les N_{sc} sous-porteuses sont modulées en utilisant les symboles de données, mais certaines sous-porteuses sont des porteuses pilotes. Les pilotes (Estimation Pilots (EP)) sont connus au niveau des émetteurs et des récepteurs et sont utilisés pour l'estimation du canal. Le nombre de pilotes insérés entre les données dépend du canal et de la précision requise pour l'estimation de canal. Les symboles pilotes peuvent être répartis sur plusieurs symboles OFDM consécutifs. Après la fonction IDFT, le préfixe cyclique (CP) de longueur T_g est ajouté pour éliminer l'interférence entre symboles tout en gardant l'orthogonalité entre les sous-porteuses. Le symbole OFDM est alors transmis à l'étage radio-fréquence comportant la conversion numérique-analogique et la translation sous fréquence porteuse.

La figure II.1 représente le schéma général d'un système de transmission OFDM en bande de base.

II.1. LA TECHNIQUE OFDM

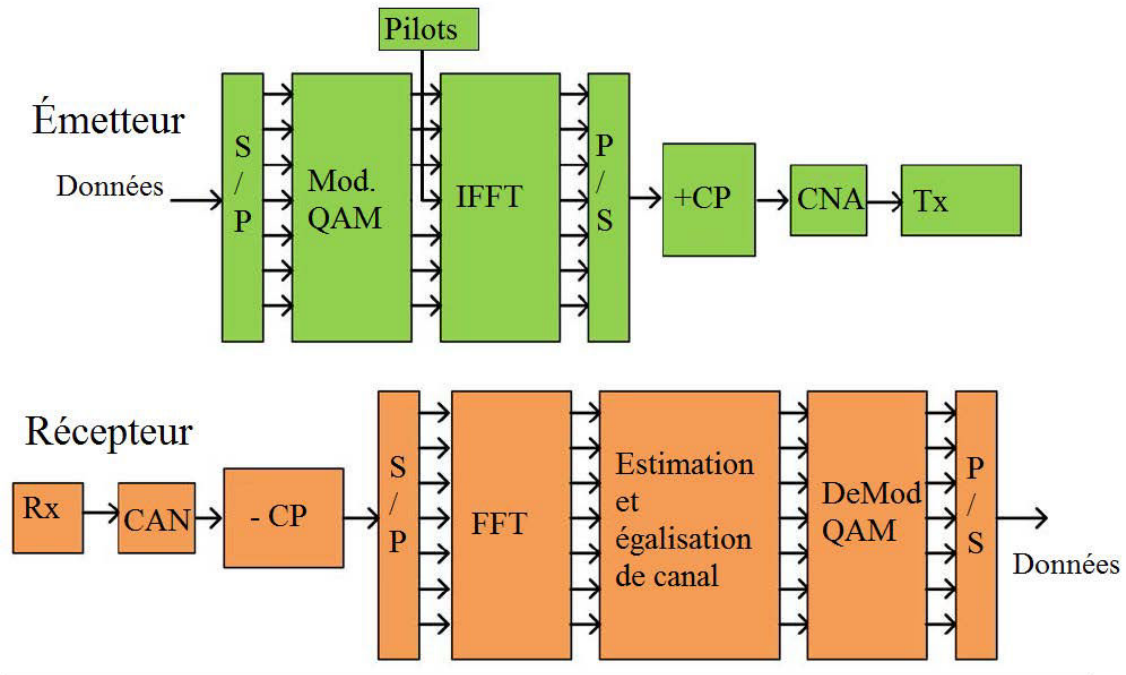


Fig. II.1 – Schéma bloc d'un système de transmission OFDM

En réception, le CP qui peut présenter de l'interférence avec des symboles adjacents est enlevé et le symbole OFDM est remis au démodulateur. Celui-ci réalise une transformée de Fourier (FFT) qui transpose les symboles OFDM, porteurs de données utiles et/ou de pilotes, du domaine temporel au domaine fréquentiel.

En raison des distorsions induites par le canal de transmission, la correction de celui-ci consiste en une pondération sur chaque sous-porteuse. Les coefficients de pondération sont obtenus grâce aux symboles pilotes, dont la valeur est connue au niveau du récepteur. L'égalisation de canal consiste, à partir des coefficients du canal $H(k)$, à générer les coefficients d'égalisation permettant de compenser les effets du canal. L'égalisation est effectuée dans le domaine fréquentiel. Il existe différentes techniques d'égalisation, les plus utilisées étant les techniques de forçage à zéro (Zero Forcing (ZF)) et la méthode des moindres carrés (Minimum Mean Squared Error (MMSE)) [18].

CHAPITRE II. SYSTÈMES MULTI-PORTEUSES ET MULTI-ANTENNES

L'égaliseur ZF permet d'annuler complètement la dispersion apportée par le canal. Il applique l'inverse de la réponse fréquentielle du canal H_k . Le coefficient G_k d'égalisation s'exprime :

$$G_k = \frac{1}{H_k} = \frac{H_k^*}{|H_k|^2} \quad (\text{II.1})$$

Ainsi, la combinaison de canal et l'égaliseur ZF donne une réponse fréquentielle uniforme et une phase linéaire $G_k * H_k = 1$. Cependant, l'égaliseur ZF ignore la présence de bruit blanc additif gaussien (Additive White Gaussian Noise (AWGN)). De plus, en présence d'évanouissements profonds, il amplifie le terme de bruit, dégradant alors les performances globales du système.

La technique MMSE nécessite une estimation du rapport signal à bruit (Signal-to-Noise Ratio (SNR)) sur chacune des sous-porteuses. Cette technique tient compte du rapport signal à bruit dans le calcul du coefficient d'égalisation. Le coefficient d'égalisation de MMSE s'exprime par :

$$G_k = \frac{H_k^*}{|H_k|^2 + \frac{1}{\gamma_k}} \quad \text{avec } H_k \neq 0 \quad (\text{II.2})$$

Le coefficient γ_k est calculé à partir de l'estimation du rapport signal à bruit par sous-porteuse, induisant une complexité supplémentaire.

Après l'égalisation, les symboles de données sont démodulés selon la technique de modulation numérique utilisée à l'émission afin de récupérer les bits transmis.

II.1.2 Expression du signal OFDM

Les symboles complexes x_k sont répartis sur les N_{sc} sous-porteuses de fréquences $f_k = f_0 + k\Delta f = f_0 + k/T_s, k \in [0, N_{sc} - 1]$ avec f_0 la plus petite

II.1. LA TECHNIQUE OFDM

sous-porteuse. L'espacement entre les sous-porteuses est $\Delta f = \frac{1}{T_s}$, cet espacement est le critère d'orthogonalité pour le système OFDM. Le signal OFDM peut s'exprimer soit dans le domaine temporel, soit dans le domaine fréquentiel. L'expression normalisée du signal OFDM transmis sur l'antenne d'émission T_i est donnée par :

$$s_i(t) = \frac{1}{\sqrt{N_{sc}}} \sum_{k=0}^{N_{sc}-1} \Re \{ x_k \Pi(t) e^{j \cdot 2\pi \cdot f_k \cdot t} \} \quad (\text{II.3})$$

où $\frac{1}{\sqrt{N_{sc}}}$ est le terme de normalisation en puissance.

L'équation II.3 s'exprime :

$$s_i(t) = \frac{1}{\sqrt{N_{sc}}} \sum_{k=0}^{N_{sc}-1} \Re \left\{ x_k \Pi(t) e^{j 2\pi \left(f_0 + \frac{k}{T_s} \right) t} \right\} \quad (\text{II.4})$$

Soit f_c la fréquence centrale du signal, telle que $f_c = f_0 + \frac{N_{sc}}{2} \cdot \frac{1}{T_s}$, on obtient pour expression de s :

$$s_i(t) = \Re \left\{ \Pi(t) e^{j 2\pi f_c t} \sum_{k=0}^{N_{sc}-1} \frac{x_k}{\sqrt{N_{sc}}} e^{j 2\pi \left(k - \frac{N_{sc}}{2} \right) \frac{t}{T_s}} \right\} \quad (\text{II.5})$$

qui peut encore s'exprimer par :

$$s_i(t) = \Re \{ X(t) \Pi(t) e^{j 2\pi f_c t} \} \quad (\text{II.6a})$$

où X est l'enveloppe complexe du signal modulé et s'écrit :

$$X_i(t) = \sum_{k=0}^{N_{sc}-1} \frac{x_k}{\sqrt{N_{sc}}} e^{j 2\pi \left(k - \frac{N_{sc}}{2} \right) \frac{t}{T_s}} \quad (\text{II.7})$$

Le spectre de $X_i(t)$ est compris dans l'intervalle $[-N_{sc}/2T_s, N_{sc}/2T_s]$. D'après le théorème de Shannon, la fréquence d'échantillonnage pour construire le signal X_i est $f_e = N_{sc}/T_s$. L'équation II.7 peut s'exprimer :

$$X_i\left(\frac{nT_s}{N_{sc}}\right) = \sum_{k=0}^{N_{sc}-1} \frac{x_k}{\sqrt{N_{sc}}} e^{j2\pi n \left(\frac{k - N_{sc}/2}{N_{sc}}\right)} \quad (\text{II.8a})$$

$$X_i\left(\frac{nT_s}{N_{sc}}\right) = (-1)^n \underbrace{\sum_{k=0}^{N_{sc}-1} \frac{x_k}{\sqrt{N_{sc}}} e^{j2\pi n \frac{k}{N_{sc}}}}_{\text{IFFT}} \quad (\text{II.8b})$$

L'équation II.8b montre qu'un modulateur OFDM est réalisé par une transformée de Fourier inverse (IFFT) de taille N_{sc} . La sortie de l'IFFT est un signal discret dans le domaine temporel avec un intervalle d'échantillonnage T_s/N_{sc} où T_s est la durée d'un symbole OFDM sans l'intervalle de garde (CP). A la réception, une transformation de Fourier discrète directe (FFT) du signal reçu est réalisée pour retrouver les symboles émis.

II.1.3 Préfixe cyclique (CP)

Comme précisé précédemment, il est nécessaire de rajouter le CP de durée T_g après l'opération de IFFT. Le CP est une copie de la dernière partie du symbole OFDM comme indique la figure II.2. Pour éliminer complètement les interférences entre symboles, la taille du CP doit être plus grande que le délai maximum (τ_{max}) de propagation dans un canal à trajets multiples soit $T_g \geq \tau_{max}$.

Notons qu'après son insertion, l'espacement entre les sous-porteuses est toujours $\Delta f = 1/T_s$, alors que la durée des symboles OFDM est $T_{tot} = T_s + T_g$, ce qui entraîne la perte d'orthogonalité entre les sous-porteuses. Au niveau du récepteur, la condition d'orthogonalité entre les sous-porteuses sera restaurée si durant la fenêtre rectangulaire de durée T_s , chacune des composantes sinusoïdales du symbole OFDM comprend un nombre entier de périodes même en présence d'un canal dispersif en temps. La suppression de l'intervalle de garde permet de restituer l'orthogonalité entre les sous-porteuses. De plus, comme l'intervalle de

II.1. LA TECHNIQUE OFDM

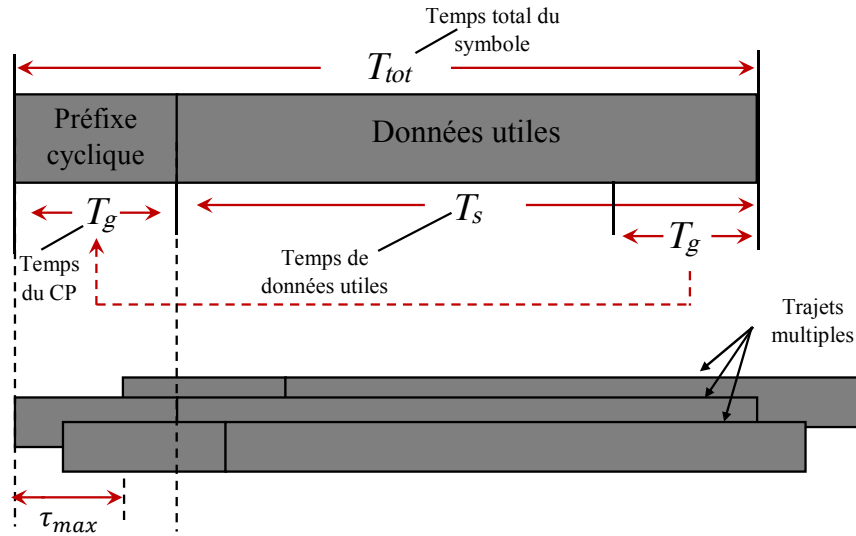


Fig. II.2 – Illustration de la protection contre les interférences entre symboles OFDM assurée par le CP

garde est la recopie des échantillons de fin de symbole OFDM, cet intervalle peut être exploité pour la synchronisation temporelle du signal OFDM.

Le canal de propagation sera modélisé par sa réponse impulsionnelle $h(t)$. Le signal reçu est le signal transmis convolué avec la réponse impulsionnelle du canal auquel se rajoute du bruit. Soit $r(t)$ le signal OFDM reçu, ce signal est présenté dans l'équation II.9 :

$$r(t) = s(t) * h(t) + w(t) \quad (\text{II.9})$$

où $w(t)$ est le bruit blanc additif gaussien (AWGN).

II.1.4 Avantages et inconvénients de l'OFDM

Les avantages de la technique OFDM sont nombreux :

1. Le modulateur et le démodulateur peuvent être réalisés en utilisant une IFFT et une FFT respectivement.

CHAPITRE II. SYSTÈMES MULTI-PORTEUSES ET MULTI-ANTENNES

2. La technique OFDM dispose d'une très grande flexibilité tant dans l'allocation de bits par sous-porteuse que dans l'allocation de débit dans un contexte multi-utilisateurs.
3. Les interférences entre symboles (ISI) et entre porteuses (ICI) peuvent être évitées à l'émission et corrigées en réception.
4. Les techniques multi-porteuses sont robustes en termes d'égalisation.

Malgré ces avantages, l'OFDM présente quelques points faibles :

1. L'OFDM est sensible au décalage fréquentiel qui peut causer une perte d'orthogonalité entre les sous-porteuses.
2. L'OFDM est sensible aux non linéarités des amplificateurs. Le signal peut présenter un PAPR (Peak to Average Power Ratio) très élevé, engendrant la saturation des blocs analogiques [19].

II.1.5 Conclusion

Le principe de la technique OFDM consiste à répartir un flux de données à haut débit sur plusieurs flux à faible débit. Ces derniers sont transmis simultanément sur des sous-porteuses orthogonales. La somme de ces sous-porteuses constitue le signal OFDM transmis. Le signal transmis se propage dans un canal à trajets multiples et subit des distorsions. A la réception, des versions décalées du même signal sont reçues avec des interférences entre symboles OFDM. Pour éliminer cette interférence, un préfixe cyclique (CP) de durée supérieure à l'étalement maximal des retards du canal est ajouté au début de chaque symbole OFDM à l'émission. En réception, les opérations inverses sont réalisées, ainsi que les opérations d'estimation et d'égalisation du canal.

II.2 La technique MIMO

Les systèmes multi-antennes (MIMO) ont été introduits par Jack Winters [5] pour les laboratoires **Bell**. Les systèmes MIMO [20] utilisent un réseau d'antennes à la fois en émission et en réception. Le principe du MIMO s'est fortement développé dans les communications sans fil car il peut augmenter le débit de transmission sans accroître la bande passante ou la puissance d'émission. Il atteint cet objectif en répartissant la puissance d'émission sur les différentes antennes.

Deux approches sont possibles pour la mise en œuvre de systèmes MIMO : l'approche dite de "multiplexage spatial" et l'approche dite de "diversité spatiale". Dans le premier cas, on cherche à augmenter le débit, alors que le second s'attache à minimiser le taux d'erreur binaire (TEB).

Ces systèmes MIMO ont été proposés dans plusieurs normes de communication sans fil modernes telles que IEEE 802.11n (Wi-Fi), la 4G, le LTE, la 3GPP (3rd Generation Partnership Project), WiMax et HSPA+ (evolved High-Speed Packet Access).

II.2.1 Principe de la technique MIMO

Les techniques MIMO utilisent un réseau d'antennes à l'émission et à la réception. Ces techniques présentent de bonnes performances dans les canaux à trajets multiples, mais ces derniers provoquent aussi les problèmes des interférences entre les symboles transmis (ISI) [21]. Les techniques MIMO mises en œuvre se divisent en trois catégories :

1. **La diversité spatiale MIMO [22, 23]** : La diversité spatiale consiste à envoyer le même flux de données simultanément sur les différentes antennes à l'émission. A la réception, plusieurs répliques du signal sont reçues sur chacune des antennes et sont combinées de façon cohérente. Cette combi-

CHAPITRE II. SYSTÈMES MULTI-PORTEUSES ET MULTI-ANTENNES

naison permet de réduire l'atténuation du signal et de compenser les évanouissements introduits par le canal de transmission. Cette diversité nécessite l'usage de codes temps-espace comme les codes d'Alamouti [7] dont le rendement est de 1. La diversité spatiale présente une bonne efficacité quand les sous-canaux MIMO sont décorrélés les uns des autres. De plus, quand le nombre d'antennes à l'émission augmente, la puissance du signal reçu à un instant donné augmente, améliorant ainsi la détection du signal.

2. **Le multiplexage spatial MIMO [22, 23]** : Le multiplexage spatial transmet les différents flux de données sur les différentes antennes d'émission afin d'augmenter les débits de transmission du système MIMO. La capacité de transmission d'un système de transmission est définie comme le débit de transmission maximum possible offrant une probabilité d'erreur très faible [24]. La capacité du canal d'un système MIMO est définie par l'équation II.10 [6, 20] :

$$C = \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{\rho}{N_t} H H^\dagger \right) \right] \text{bps/Hz}. \quad (\text{II.10})$$

avec

- N_t : Le nombre d'antennes à l'émission.
- N_r : Le nombre d'antennes en réception.
- \mathbf{I}_{N_r} : Matrice d'identité $N_r \times N_r$.
- $(.)^\dagger$: L'opération de transconjugué.
- H : La matrice du canal MIMO $N_t \times N_r$.
- $\rho = \frac{P}{N_o B}$: Le rapport signal-à-bruit sur une antenne de réception.
- P : La puissance totale transmise.
- N_o : La densité spectrale de puissance monolatérale du bruit blanc (AWGN).

Les signaux reçus sont décodés et combinés pour reformer le message transmis. Comme pour la diversité spatiale MIMO, les sous-canaux de propagation doivent être décorrélés.

II.2. LA TECHNIQUE MIMO

3. **Le MIMO - Beamforming [22, 23]** : La technique Beamforming peut être utilisée avec n'importe quel système d'antennes et notamment avec les systèmes MIMO. Cette technique est utilisée pour créer une certaine directivité des antennes d'émission afin d'orienter le faisceau et répondre aux conditions requises telles que l'amplitude et la phase.

Notre étude s'intéresse plus particulièrement à la technique de diversité spatiale. Cette technique est basée sur le codage temps-espace présenté dans la section suivante.

II.2.2 Codage temps-espace (STC)

Le codage temps-espace est utilisé dans les communications sans fil pour transmettre simultanément un flux de données unique sur plusieurs antennes d'émission à des instants différents. L'objectif de ce codage est d'exploiter les différentes versions reçues de données afin d'améliorer la fiabilité de leur transfert [23]. Les codes temps-espace peuvent être divisés en deux catégories : les codes temps-espace en blocs (STBC) et les codes temps-espace en treillis (STTC).

II.2.2.1 Le code temps-espace en blocs (STBC)

Le code temps-espace en blocs (STBC) [7, 25] est une stratégie de transmission d'un flux de données dans un système MIMO exploitant la diversité spatiale et accroît la fiabilité de transmission. Ce type de codage est divisé en trois approches [25] principales que sont : les codes temps-espace en blocs orthogonaux (Orthogonal Space-Time Block Codes (O-STBC)), les codes temps-espace en blocs non-orthogonaux (Non Orthogonal Space-Time Block Codes (NO-STBC)) et les codes temps-espace en blocs quasi-orthogonaux (Quasi-orthogonal Space-Time Block Codes (Q-STBC)) qui appartiennent à la classe des NO-STBC.

Les signaux qui sont codés avec l'O-STBC sont orthogonaux les uns aux

CHAPITRE II. SYSTÈMES MULTI-PORTEUSES ET MULTI-ANTENNES

autres. Cette orthogonalité réduit dès lors l'interférence entre les différents signaux transmis et améliore la performance du récepteur qui distingue les différents signaux reçus. Les codes (O-STBC) offrent par ailleurs une faible complexité de décodage et ils sont souvent préférés aux codes en treillis présentés ci-après qui sont plus performants mais plus complexes.

Le code d'Alamouti [7] est le premier code O-STBC qui fournit une diversité spatiale maximale sans aucune perte de débit avec deux antennes à l'émission. La matrice du codeur d'Alamouti pour un système MIMO 2×2 est donnée par :

$$S = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Les lignes représentent les instants d'émission (t) et ($t + T_s$) des symboles (dimension temporelle) et les colonnes représentent les antennes 1 et 2 utilisées pour la transmission de données (dimension spatiale). Au cours de la première transmission, les symboles s_1 et s_2 sont transmis simultanément sur la première et la deuxième antenne respectivement. Dans la deuxième période de transmission, les symboles $-s_2^*$ et s_1^* sont transmis sur la première et la deuxième antenne d'émission respectivement où "*" représente le conjugué. Les lignes et les colonnes de la matrice S sont orthogonales entre elles, en effet :

$$\begin{aligned} SS^\dagger &= \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1^* & -s_2 \\ s_2^* & s_1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} |s_1|^2 + |s_2|^2 & 0 \\ 0 & |s_1|^2 + |s_2|^2 \end{bmatrix} \\ &= (|s_1|^2 + |s_2|^2) I_2 \end{aligned}$$

où I_2 est une matrice identité 2×2 . Cette propriété permet au récepteur de détecter s_1 et s_2 par une opération de traitement de signal linéaire simple. Les

II.2. LA TECHNIQUE MIMO

signaux reçus par l'antenne j aux instants $(t + k.T_s)$, $k \in \{0, 1\}$, sont notés r_j^k et s'expriment par :

$$(\tilde{S}) = \begin{cases} r_1^1 = r_1(t) & = h_{1,1}(t)s_1 + h_{2,1}(t)s_2 + w_1^1(t) \\ r_1^2 = r_1(t + T_s) & = -h_{1,1}(t + T_s)s_2^* + h_{2,1}(t + T_s)s_1^* + w_1^2(t) \\ r_2^1 = r_2(t) & = h_{1,2}(t)s_1 + h_{2,2}(t)s_2 + w_2^1(t) \\ r_2^2 = r_2(t + T_s) & = -h_{1,2}(t + T_s)s_2^* + h_{2,2}(t + T_s)s_1^* + w_2^2(t) \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

où w_j^k représente le bruit AWGN sur l'antenne j de réception.

Pour simplifier la tâche du récepteur lors de la combinaison des signaux reçus r_j^k , Alamouti dans [7] a proposé que le canal soit invariant sur deux temps-symbole donc les notions de temps (t et $t + T_s$) disparaissent dans l'équation II.12. Cette équation peut donc être exprimée :

$$(\tilde{S}) = \begin{cases} r_1^1 = h_{1,1}.s_1 + h_{2,1}.s_2 + w_1^1 \\ r_1^2 = -h_{1,1}.s_2^* + h_{2,1}.s_1^* + w_1^2 \\ r_2^1 = h_{1,2}.s_1 + h_{2,2}.s_2 + w_2^1 \\ r_2^2 = -h_{1,2}.s_2^* + h_{2,2}.s_1^* + w_2^2 \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

A la réception, une recombinaison [7] de signaux reçus est donnée par l'équation II.14.

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 &= h_{1,1}^*.r_1^1 + h_{2,1}.(r_1^2)^* + h_{1,2}^*.r_2^1 + h_{2,2}.(r_2^2)^* \\ \tilde{s}_2 &= \underbrace{h_{2,1}^*.r_1^1 - h_{1,1}.(r_1^2)^*}_{\text{contribution de l'antenne 1}} + \underbrace{h_{2,2}^*.r_2^1 - h_{1,2}.(r_2^2)^*}_{\text{contribution de l'antenne 2}} \end{aligned} \quad (\text{II.14})$$

II.2.2.2 Les codes temps-espace en treillis (STTC)

Les codes temps-espace en treillis (STTC) ont été découverts par Vahid Tarokh et al. [9, 26]. Les codes STTC [27–29] servent simultanément pour le codage de canal et le gain en diversité. Considérons le cas général des STTC en utilisant une

CHAPITRE II. SYSTÈMES MULTI-PORTEUSES ET MULTI-ANTENNES

modulation $2^n - PSK$ et N_t antennes d'émission. Le codeur STTC comprend un bloc d'entrée de n bits et ν blocs mémoires de n bits ($2^{n\nu}$ états). A chaque instant t , tous les bits d'un bloc sont remplacés par les n bits du bloc précédent. Le bit k du bloc l est associé aux N_t coefficients multiplicatifs $cm_{k,l}^i$ où $i \in \{1, N_t\}$. Un codeur STTC est ainsi défini par sa matrice génératrice CM comprenant $N_t \times n(\nu + 1)$ coefficients :

$$CM = \begin{bmatrix} cm_{1,1}^1 & \cdots & cm_{n,1}^1 & \cdots & cm_{1,\nu+1}^1 & \cdots & cm_{n,\nu+1}^1 \\ \vdots & & & & & & \vdots \\ cm_{1,1}^i & \cdots & cm_{n,1}^i & \cdots & cm_{1,\nu+1}^i & \cdots & cm_{n,\nu+1}^i \\ \vdots & & & & & & \vdots \\ cm_{1,1}^{N_t} & \cdots & cm_{n,1}^{N_t} & \cdots & cm_{1,\nu+1}^{N_t} & \cdots & cm_{n,\nu+1}^{N_t} \end{bmatrix}$$

Les symboles générés en sortie du codeur pour l'antenne i sont donnés par l'équation II.15 suivante :

$$x_t^i = \sum_k^n \sum_l^{\nu+1} b_k^{t-l+1} cm_{k,l}^i \mod 2^n \quad (\text{II.15})$$

L'inconvénient principal de ce type de codage est sa complexité de décodage qui croît de façon exponentielle avec le nombre d'antennes d'émission.

II.3 La combinaison MIMO-OFDM

Les concepts de MIMO ont été développés depuis de nombreuses années pour les communications sans fil. L'une des premières applications MIMO dans ce contexte a été proposée par Winters [5] en 1984. Winters a proposé cette technique pour une transmission multi-utilisateurs, aboutissant au dépôt de brevet [30] de la technique MIMO. En 1996, Raleigh [31] et Foschini [32] ont proposé de nouvelles approches pour améliorer l'efficacité des systèmes MIMO.

II.3. LA COMBINAISON MIMO-OFDM

Plusieurs paramètres décrivent la qualité d'une liaison de données sans fil, les paramètres fondamentaux sont la vitesse de transmission, la fiabilité de transmission et la portée d'émission. Par conséquent, la vitesse de transmission peut être augmentée en réduisant la portée de transmission et la fiabilité. Cependant, avec la combinaison de systèmes MIMO-OFDM, les trois paramètres fondamentaux peuvent être améliorés en même temps [33, 34]. La technique MIMO peut être combinée avec n'importe quel type de modulation, mais les recherches récentes suggèrent que la combinaison entre les systèmes MIMO et les systèmes OFDM est la plus efficace [33].

La combinaison des techniques MIMO et OFDM a été adoptée dans les communications sans fil [35, 36] en raison des nombreux avantages de l'OFDM [37] et des avantages des systèmes MIMO. A titre d'exemple, la technique MIMO-OFDM est utilisée dans la norme IEEE 802.11n [10] de communication sans fil pour augmenter la capacité du canal ainsi que dans la technique LTE [38] et WiMax [39].

La figure II.3 est un schéma simplifié d'un système MIMO-OFDM (2×2). Ce schéma montre les positions de blocs STBC et OFDM.

II.3.1 Canal MIMO

Les antennes de réception reçoivent des différentes versions des signaux émis. Si les antennes d'émission et de réception sont bien espacées alors les signaux reçus sont suffisamment non-corrélés, cette dé-corrélation peut également être obtenue par l'utilisation d'antennes dont le diagramme de rayonnement crée cette orthogonalité. Il existe donc un canal entre chaque antenne d'émission et chaque antenne de réception.

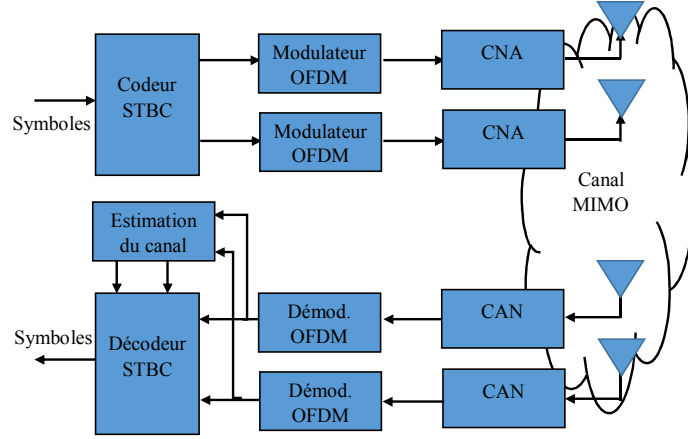


Fig. II.3 – Schéma simplifié d'un système MIMO-OFDM avec un codage STBC

Soient N_t , N_r et H_{ij} le nombre d'antennes d'émission, de réception et la fonction de transfert complexe du canal de transmission entre T_i et R_j respectivement. Cette fonction de transfert est représentée par une matrice de dimension $N_t \times N_r$ qui décrit complètement le comportement du canal. Cette fonction est donnée par l'équation II.16 :

$$[H] = \begin{bmatrix} H_{1,1} & H_{1,2} & \dots & H_{1,N_r} \\ H_{2,1} & H_{2,2} & \dots & H_{2,N_r} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N_t,1} & H_{N_t,2} & \dots & H_{N_t,N_r} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

La figure II.4 représente le canal MIMO entre les différentes antennes de transmission.

Si V_s représente le vecteur des signaux transmis par les antennes d'émission, V_r représente le vecteur des signaux reçus et V_w le vecteur de AWGN. L'expression du signal reçu est donnée par les équations II.17 et II.18 :

$$V_r = HV_s + V_w \quad (\text{II.17})$$

II.3. LA COMBINAISON MIMO-OFDM

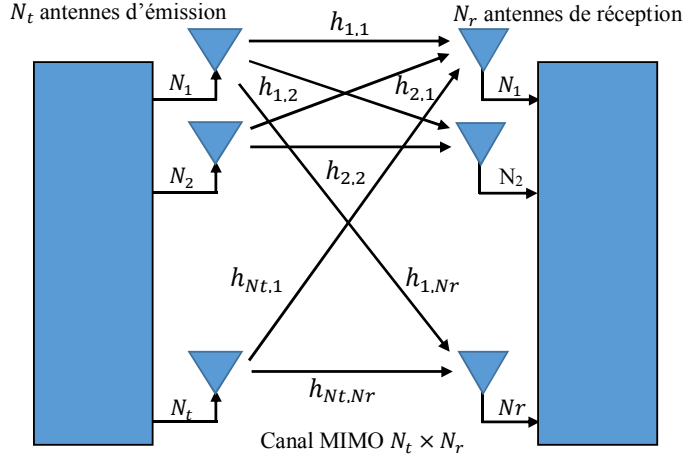


Fig. II.4 – Canal MIMO $N_t \times N_r$

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_{N_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{1,1} & H_{1,2} & \dots & H_{1,N_r} \\ H_{2,1} & H_{2,2} & \dots & H_{2,N_r} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N_t,1} & H_{N_t,2} & \dots & H_{N_t,N_r} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_{N_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ \vdots \\ w_{N_r} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

Le canal entre chaque émetteur/récepteur est un canal à trajets multiples, le nombre de ces trajets multiples est supposé être le même pour tous les canaux MIMO disponibles. L'expression analytique de la réponse impersonnelle du canal $H_{i,j}$ à trajets multiples donnée par l'équation II.19 :

$$H_{i,j}(t) = \sum_{l_{ij}=1}^{L_{ij}} [\alpha_{l_{ij}} e^{-j\theta(t)_{l_{ij}}}] \quad (\text{II.19})$$

où $\theta(t)_{l_{ij}}$ est la phase du trajet l_{ij} est donnée par l'équation II.20 :

$$\theta(t)_{l_{ij}} = 2\pi f_c \mathcal{T}(t)_{l_{ij}} \quad (\text{II.20})$$

CHAPITRE II. SYSTÈMES MULTI-PORTEUSES ET MULTI-ANTENNES

avec :

L_{ij} : Le nombre total de trajets multiples entre T_i et R_j .

l_{ij} : Le trajet entre T_i et R_j .

$\alpha_{l_{ij}}$: Le gain du trajet l_{ij} .

$\mathcal{T}_{l_{ij}}$: Le retard du trajet l_{ij} .

Le récepteur doit pouvoir compenser l'effet du canal sur chaque antenne. L'égalisation est combinée au décodage temps-espace.

II.3.2 Conclusion

Dans cette partie, nous avons présenté la combinaison entre les deux techniques MIMO et OFDM. Les différents signaux transmis par les différentes antennes d'émission peuvent être séparés au niveau des récepteurs. Les systèmes de codage temps-espace sont utilisés pour améliorer la robustesse et la fiabilité du système. Le problème principal dans les systèmes de transmission sans-fil et notamment dans les systèmes MIMO-OFDM est la synchronisation. Les récepteurs doivent résoudre ce problème afin de récupérer les données transmises. Ce problème de synchronisation est présenté dans la section suivante.

II.4 La synchronisation

La réception des symboles OFDM dans les systèmes MIMO-OFDM peut être décomposée en trois phases : l'estimation du canal multi-trajets, la synchronisation fréquentielle et la synchronisation temporelle. Cette dernière peut être à nouveau divisée en deux parties : la synchronisation de trame et la synchronisation symboles (dans notre cas les symboles OFDM). Dans cette thèse, l'étude porte principalement sur le problème de la synchronisation temporelle dans les

II.4. LA SYNCHRONISATION

systèmes MIMO-OFDM. C'est une question très importante car un mauvais placement de la fenêtre FFT peut conduire à une perte significative de performances. C'est pourquoi il est important d'avoir des algorithmes robustes pour estimer cette synchronisation temporelle afin de détecter le début de chaque symbole OFDM, et ce sur chaque antenne en réception.

Dans le cadre du système de transmission MIMO-OFDM, l'émetteur et le récepteur qui sont asynchrones seront synchronisés lors de la réception des différents symboles OFDM. Parmi les solutions possibles, celles basées sur l'utilisation de séquences ou motifs particuliers sont présentées dans le chapitre III.

Dans la littérature, plusieurs méthodes de synchronisation temporelle et fréquentielle ont été publiées ([40–49]). Dans la suite de ce paragraphe, nous allons présenter certaines méthodes de synchronisation fréquentielle et temporelle.

II.4.1 La synchronisation fréquentielle

La synchronisation fréquentielle est l'une des tâches les plus importantes dans les systèmes MIMO-OFDM. A l'émission, le système dispose de sa fréquence d'échantillonnage F_{etx} permettant de générer les différents échantillons du signal OFDM qui sont ensuite transposés sur la fréquence porteuse F_{ptx} . En réception, le récepteur ne connaît pas la fréquence F_{etx} , il est par conséquent asynchrone à la fois en fréquence et en phase. Sa fréquence porteuse peut aussi être décalée vis à vis de la fréquence F_{ptx} . Les écarts vont donc engendrer différents types d'erreurs dits de timing ou rythme.

II.4.1.1 Le décalage de la fréquence porteuse (CFO)

Le décalage de la fréquence porteuse (CFO) représente la différence entre la fréquence porteuse de l'émetteur et celle du récepteur. Nous notons les principales

sources de CFO :

a) Le déphasage entre la fréquence de l'émetteur et du récepteur MIMO-

OFDM : En raison de la différence de phase entre les fréquences émetteur et récepteur, le signal après modulation sera centré sur une fréquence δ_f au lieu d'être centré sur DC (0 MHz), où $\delta_f = |F_{ptx} - F_{prx}|$ comme l'indique la figure II.5.

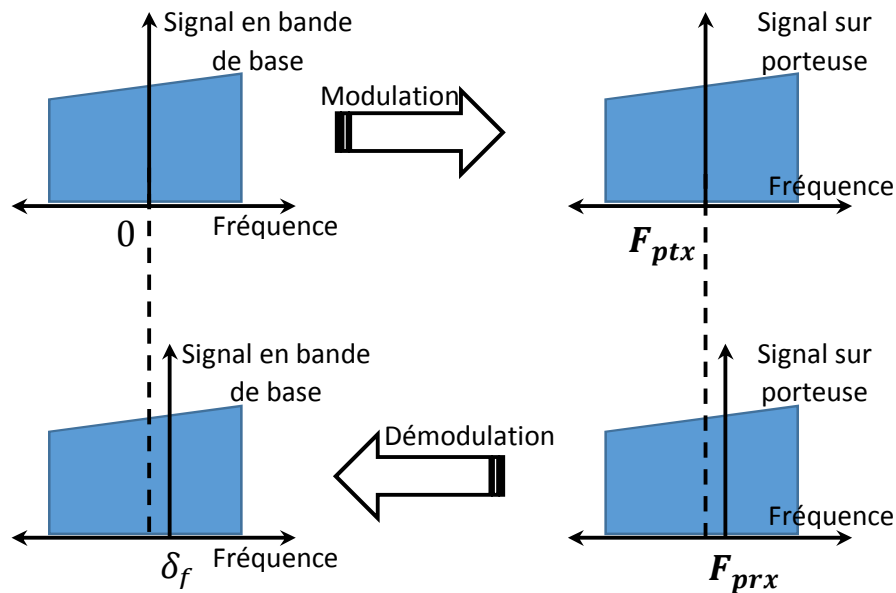


Fig. II.5 – Décalage de la fréquence porteuse (CFO)

b) Effet Doppler : L'Effet Doppler est une autre source du CFO. Dans le cas de récepteurs mobiles, la fréquence porteuse au niveau du récepteur (F_{prx}) peut varier en raison de l'effet Doppler.

c) Le décalage avec la fréquence d'échantillonnage : Le décalage entre les fréquences d'échantillonnage entre la source de données (F_{etx}) et la destination (F_{erx}) présente une autre source du CFO.

II.4. LA SYNCHRONISATION

II.4.1.2 Etudes antérieures sur la synchronisation fréquentielle

Dans cette section, nous allons présenter quelques méthodes utilisées pour réaliser la synchronisation fréquentielle dans des systèmes MIMO-OFDM. L'étude dans [40] propose une approche pour la synchronisation fréquentielle en se basant sur l'algorithme de maximum de vraisemblance (Maximum-Likelihood (ML)) pour corriger à la fois le CFO et effectuer l'estimation de canal dans un système MIMO-OFDM 2×2 . Dans cette approche, un préambule est appliqué au début de chaque trame de données pour la synchronisation. Les symboles de données sont modulés par une modulation de type QPSK (Quadrature Phase Shift Keying). L'estimateur ML présente de bonnes performances pour l'estimation du canal et du CFO, mais sa complexité dépend du nombre de points d'estimation recherchés.

Pour corriger les interférences introduites par le CFO entre porteuses, les auteurs dans [41] ont étudié le problème de synchronisation fréquentielle dans des systèmes MIMO-OFDM 6×6 et 6×4 . Ils ont proposé des séquences d'apprentissage qui sont composées de séquences pseudo-aléatoires (PN) répétées pour distinguer les antennes et pour estimer le CFO. A chaque antenne d'émission doit être attribuée une séquence d'apprentissage unique. Les séquences PN ont de bonnes fonctions de corrélation. L'inconvénient de cette méthode est la taille de la séquence d'apprentissage. La longueur de la séquence d'apprentissage est L_{pr} et celle de la séquence PN est L_c telle que $L_{pr} > L_c$, par conséquent la dernière séquence PN de la séquence d'apprentissage peut être incomplète. Ceci provoque une dégradation de la performance des séquences PN. Les résultats de simulation de cette méthode montrent que pour un rapport signal sur bruit (SNR) de 1 dB le MSE (Mean Square Error) égale à 10^{-3} dans un système MIMO 6×6 .

Dans [43], les auteurs ont étudié l'estimation du CFO dans un système MIMO-OFDM. Ils ont proposé un algorithme d'estimation "sous-optimal" utilisant les séquences CAZAC (voir sec. III.2.4) comme séquences d'apprentissage. La sé-

CHAPITRE II. SYSTÈMES MULTI-PORTEUSES ET MULTI-ANTENNES

quence CAZAC sur la deuxième antenne d'émission est une version décalée cycliquement de celle de la première antenne. Les résultats de simulation de cette méthode, pour $L_C = 64$ (L_C est la taille de la séquence CAZAC), montrent que la MSE peut atteindre 10^{-3} pour un SNR de 0 dB et $MSE = 10^{-5}$ pour un SNR à 20 dB. Par conséquent, les séquences CAZAC présentent de bonnes propriétés de corrélation mais cette méthode ne présente pas de bons avantages pour la synchronisation par rapport aux autres méthodes existantes surtout dans un canal à trajets multiples. A la réception, la fonction d'inter-corrélation du signal reçu avec une séquence locale, fait apparaître plusieurs pics de corrélation qui sont décalés de la même valeur, car le signal reçu constitué de la somme de plusieurs versions décalées d'une même séquence CAZAC.

II.4.2 La synchronisation temporelle

La deuxième tâche importante dans un système MIMO-OFDM est la synchronisation temporelle, qui se répartit en deux phases :

a) La synchronisation de trame ou la synchronisation temporelle grossière :

La tâche de la synchronisation de trame permet d'estimer le début d'une trame par l'utilisation d'un préambule.

b) La synchronisation de symbole ou la synchronisation temporelle fine :

La tâche de synchronisation de symbole permet d'identifier le début du symbole OFDM dans un train binaire. La synchronisation de symbole dans un système MIMO-OFDM consiste à positionner la fenêtre FFT sur le train d'échantillons reçus.

II.4.2.1 Etudes antérieures sur la synchronisation temporelle

Plusieurs méthodes de synchronisation temporelle, pour des systèmes OFDM et MIMO-OFDM, ont été proposées dans [45–48]. Ces méthodes sont majoritairement basées sur l'approche de préambule.

II.4. LA SYNCHRONISATION

L'article [47] propose une méthode de synchronisation fréquentielle et temporelle pour un système MIMO-OFDM en utilisant les codes LS (Loosely Synchronous) comme séquences d'apprentissage et de détection de début de trame. Ces séquences LS ont des fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélations optimales et rendent la synchronisation précise. Dans cette méthode, le processus de la synchronisation considéré se décompose en quatre étapes. La première étape consiste à estimer la synchronisation temporelle grossière puis, dans la deuxième étape, à estimer la synchronisation fréquentielle grossière grâce à la transformée de Fourier rapide (FFT) avec une interpolation quadratique dans le domaine fréquentiel. La troisième étape consiste à détecter les symboles OFDM et à estimer le canal en utilisant les codes LS, la quatrième étape consiste à l'estimation fréquentielle fine.

La structure de la trame avec les codes LS est représentée dans la figure II.6. Un préambule est attribué à chaque trame OFDM pour distinguer les antennes et estimer le décalage fréquentiel à la réception. Chaque préambule est composé de deux codes LS répétés et d'un "gap" qui est introduit entre ces codes pour éviter l'effet dispersif du canal.

Les auteurs montrent que plus la séquence est longue, meilleures sont les performances. Cependant, l'accroissement de la longueur engendre plus de rotation de phase. Par ailleurs, la structure des préambules utilisée et le processus de la synchronisation sont relativement complexes. Cette méthode est simulée avec un système MIMO-OFDM (2×1) et un canal de type ITU-VA (International Telecommunication Union). Les auteurs montrent que pour un SNR de 5 dB, la probabilité d'acquisition de synchronisation est égale à 70%. Dans le chapitre V, nous comparons les résultats de simulation de notre méthode proposée [50] appelée "méthode de préambule court" (section IV.2.1) avec ceux de la méthode proposée par Wang Jian et al. [47].

CHAPITRE II. SYSTÈMES MULTI-PORTEUSES ET MULTI-ANTENNES

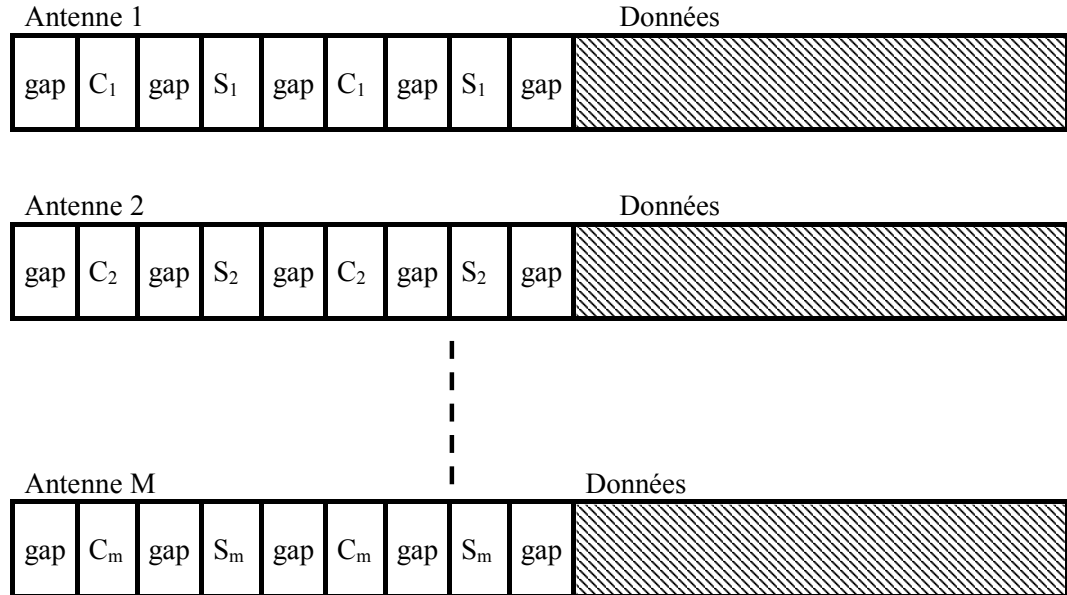


Fig. II.6 – Structure de trame d'un système MIMO-OFDM avec les codes LS

Hung Chin a présenté dans [48] un système MIMO-OFDM présentant à la fois du décalage temporel et fréquentiel. Les auteurs proposent une solution basée sur la conception de préambles spéciaux, où différentes séquences d'apprentissage sont en cascade et sont utilisées séparément pour faciliter l'estimation de la synchronisation temporelle et l'estimation de CFO. Dans cet article, les auteurs proposent un préambule compact ayant la même longueur qu'un symbole OFDM, avec un algorithme unique pour la synchronisation temporelle et l'estimation de CFO. Le préambule proposé est constitué des séquences CAZAC où ce préambule est porté par une sous-bande dont les sous-bandes adjacentes sont espacées par des bandes de garde pour réduire l'interférence entre bandes. Les structures de préambules utilisées dans cette approche sont présentées dans la figure II.7.

Selon les auteurs, les résultats des simulations indiquent que l'approche proposée présente de bonnes performance vis à vis de la méthode proposée dans [51]

II.4. LA SYNCHRONISATION

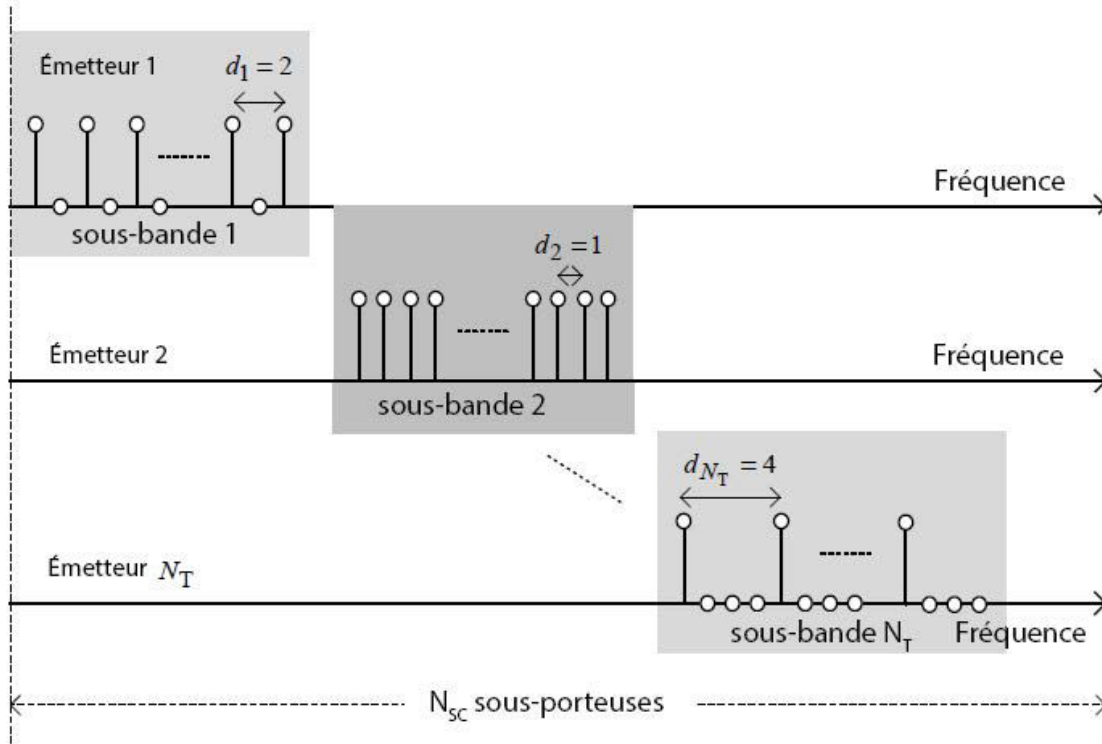


Fig. II.7 – Structure de préambule proposée dans le domaine fréquentiel dans [48]

qui est basée sur l'UPSP (Unequal Period Synchronization Patterns). Cette méthode est simulée avec un système MIMO-OFDM (2×1 et 3×1). Ces résultats ont montré que pour un MIMO-OFDM (3×1), la probabilité d'acquisition de la synchronisation temporelle est de 70% pour un $SNR = 5 \text{ dB}$. Dans le chapitre V, nous comparons les résultats de simulation de notre méthode proposée [52] appelée "méthode de préambule compact" (section IV.2.2) avec ceux de la méthode proposée par Chin-Liang et al. [53].

La méthode proposée dans [48] souffre de plusieurs limitations telles que la complexité pour générer des structures de préambles pour un grand nombre d'antennes d'émission. En effet, le préambule de synchronisation est divisé en sous-bande, quand le nombre d'antennes d'émission augmente, la taille des sous-bandes doit diminuer pour prendre en considération toutes les antennes d'émission.

CHAPITRE II. SYSTÈMES MULTI-PORTEUSES ET MULTI-ANTENNES

sion. Par conséquent, à la réception, la probabilité de détection de synchronisation diminue à cause de la longueur de séquence de synchronisation. Pour résoudre le problème de la limitation du nombre d'antennes, il faut donc augmenter la taille du préambule de synchronisation. Dans ce cas, les auteurs doivent faire face à une autre limitation qui est le débit.

En 2012, Chin-Liang et Hung-Chin ont proposé dans [53] un préambule de synchronisation constitué de séquences CAZAC partielles de type Zadoff-Chu [54], pour des systèmes MIMO-OFDM coopératifs. Dans cette approche, les préambules de synchronisation sont séparés les uns des autres, à la fois, dans le domaine temporel et dans le domaine fréquentiel. Cette séparation est utilisée pour éliminer l'interférence mutuelle dans les deux domaines. Le principe de la corrélation est utilisé. Les structures de préambules utilisés dans cette approche sont présentées dans la figure II.8.

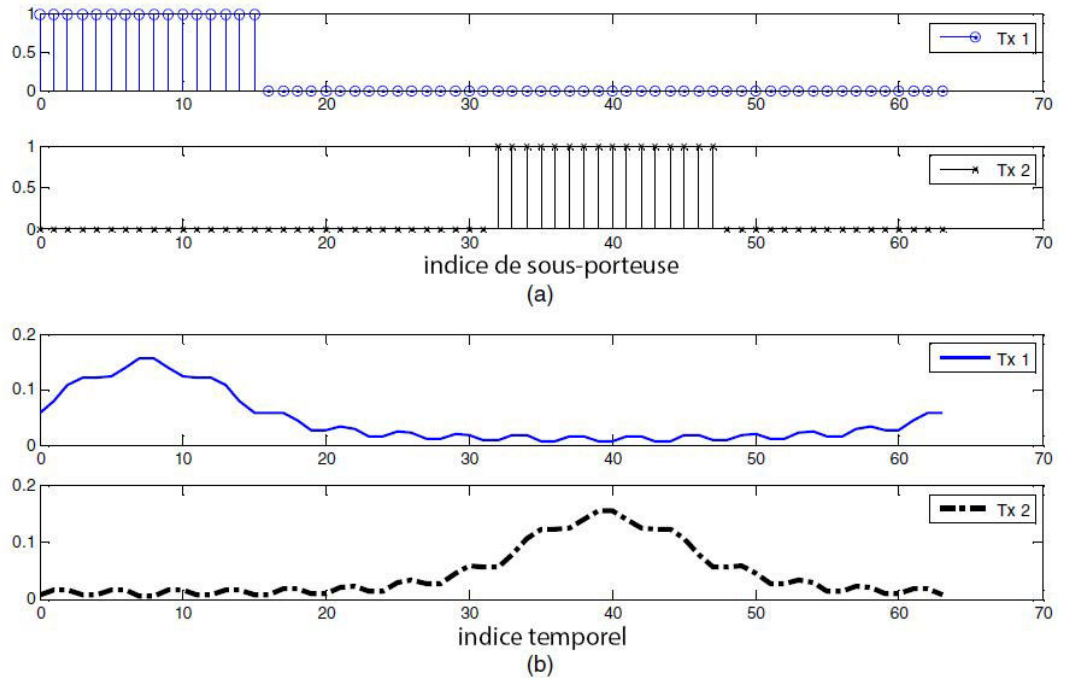


Fig. II.8 – Structure de préambule basée sur des séquences partielles de Zadoff-Chu dans [53]. (a) dans le domaine fréquentiel et (b) dans le domaine temporel

II.5. CONCLUSION

Cette approche est simulée avec un système MIMO-OFDM et un canal de type vehicle-A [55]. Les résultats de simulation de cette approche présentent de meilleures performances que la méthode proposée dans [51] pour des systèmes MIMO-OFDM 2×2 coopératifs. Comme précédemment, les performances de cette approche se dégradent quand le nombre d'antennes d'émission croît et quand la taille de préambule utilisée décroît.

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, un bref rappel des techniques de transmission OFDM et MIMO-OFDM a été donné. Dans un système OFDM, la bande totale est divisée en plusieurs sous-bandes en utilisant plusieurs sous-porteuses orthogonales. Un préfixe cyclique (CP), de longueur plus grande que le délai maximum de propagation du canal, permet d'éviter les interférences de type ISI et ICI. La modulation et la démodulation sont respectivement réalisées en utilisant la IFFT et la FFT respectivement. Comme le canal est pratiquement constant pour chaque sous-porteuse, l'égalisation peut être effectuée en divisant le symbole de données par le coefficient de canal estimé correspondant. Dans la deuxième partie du chapitre, la technique MIMO a été introduite. Les différents flux de données sont transmis en parallèle sur les différentes antennes d'émission. Le modèle de canal à trajets multiples est défini, ainsi que la matrice de canal. Cette matrice ne dépend pas seulement du nombre des antennes d'émission et de réception, mais aussi de la sélectivité en fréquence du canal. Par conséquent, la technique MIMO permet d'améliorer les performances des systèmes en réduisant les effets d'évanouissements dans un canal multi-trajets. Après la combinaison de deux techniques MIMO et OFDM, le problème de synchronisation est présenté. Il existe dans la littérature plusieurs techniques de synchronisation. Nous avons présenté les avantages et les inconvénients de certaines de ces méthodes.

CHAPITRE II. SYSTÈMES MULTI-PORTEUSES ET MULTI-ANTENNES

Bibliographie

- [1] Institute of Electrical and Electronics Engineers, *IEEE 802.11a : Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications : High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band*, Sept. 1999.
- [2] Institute of Electrical and Electronics Engineers, *IEEE 802.11g : Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications : Further Higher Data Rate Extension in the 2.4 GHz Band*, 2003.
- [3] Institute of Electrical and Electronics Engineers, *IEEE 802.16a : Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems : Medium Access Control Modifications and Additional Physical Layer Specifications for 2-11 GHz*, Apr. 2003.
- [4] R. W. Chang, "Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission," *Bell Systems Technical Journal*, vol. 45, pp. 1775–1796, Dec. 1966.
- [5] J. Winters, "Optimum combining in digital mobile radio with cochannel interference," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 2, no. 4, pp. 528–539, 1984.
- [6] I. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna gaussian channels," *European Transactions On Telecommunications*, vol. 10, pp. 585–595, 1999.
- [7] S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 16, pp. 1451–1458, Oct 1998.

CHAPITRE II. SYSTÈMES MULTI-PORTEUSES ET MULTI-ANTENNES

- [8] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 5, pp. 1456–1467, 1999.
- [9] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication : performance criterion and code construction," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 44, no. 2, pp. 744–765, 1998.
- [10] Institute of Electrical and Electronics Engineers, *IEEE Standard 802.11n : Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 5 : Enhancements for Higher Throughput*, Oct 2009.
- [11] W. Zhang, X.-G. Xia, and K. Ben Letaief, "Space-time/frequency coding for mimo-ofdm in next generation broadband wireless systems," *Wireless Communications, IEEE*, vol. 14, pp. 32–43, Jun 2007.
- [12] J. Auffray, "Systèmes MIMO à porteuses multiples : étude et optimisation de la combinaison de codes temps-espace et des techniques MC-CDMA". PhD thesis, INSA de Rennes, Rennes, Jun 2004.
- [13] C. L. Guellaut, "Prototypage d'un système MIMO-MC-CDMA sur plateforme hétérogène". PhD thesis, INSA de Rennes, Rennes, January 2009.
- [14] J. Blackledge, *Digital Signal Processing : Mathematical and Computational Methods, Software Development and Applications*. Horwood, 2003.
- [15] B. Saltzberg, "Performance of an efficient parallel data transmission system," *Communication Technology, IEEE Transactions on*, vol. 15, no. 6, pp. 805–811, 1967.
- [16] B.R.Saltzberg and S.B.Weinstein, "Fourier transform communication systems," in *Computer Machinery Conference, Pine Mountain*, 1969.
- [17] A. Peled and A. Ruiz, "Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms," in *Acoustics, Speech, and Signal*

II.5. CONCLUSION

Processing, IEEE International Conference on ICASSP '80., vol. 5, pp. 964–967, 1980.

- [18] J. Mark and W. Zhuang, *Wireless Communications and Networking*. Prentice Hall, 2003.
- [19] M. B. Arun Gangwar, “An overview : Peak to average power ratio in ofdm system & its effect,” *International Journal of Communication and Computer Technologies*, vol. 01, September 2012.
- [20] G. J. Foschini and M. J. Gans, “On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas,” *Wireless Personal Communications*, vol. 6, pp. 311–335, 1998.
- [21] D. Goeckel and G. Ananthaswamy, “On the design of multidimensional signal sets for ofdm systems,” *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 3, pp. 442–452, 2002.
- [22] D. Dromard and D. Seret, *"Architecture des réseaux"*. Pearson, 2nd ed., Jun 2013.
- [23] H. Jafarkhani, *Space-Time Coding : Theory and Practice*. New York, NY, USA : Cambridge University Press, 1st ed., 2010.
- [24] B. V. Branka Vucetic, Jinhong Yuan, *Space-Time Coding*. Wiley, 1st ed., 2003.
- [25] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. Calderbank, “Space-time block codes from orthogonal designs,” *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 5, pp. 1456–1467, 1999.
- [26] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. Calderbank, “Space-time codes for high data rate wireless communication : performance criteria,” in *Communications, 1997. ICC '97 Montreal, Towards the Knowledge Millennium. 1997 IEEE International Conference on*, vol. 1, pp. 299–303 vol.1, 1997.

CHAPITRE II. SYSTÈMES MULTI-PORTEUSES ET MULTI-ANTENNES

- [27] J.-C. Guey, M. Fitz, M. Bell, and W.-Y. Kuo, "Signal design for transmitter diversity wireless communication systems over rayleigh fading channels," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 47, pp. 527–537, Apr 1999.
- [28] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication : performance criterion and code construction," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 44, no. 2, pp. 744–765, 1998.
- [29] Q. Yan and R. Blum, "Optimum space-time convolutional codes," in *Wireless Communications and Networking Conference, 2000. WCNC. 2000 IEEE*, vol. 3, pp. 1351–1355 vol.3, 2000.
- [30] J. Winters, "Wireless pbx/lan system with optimum combining," Jan. 27 1987. US Patent 4,639,914.
- [31] G. Raleigh and J. Cioffi, "Spatio-temporal coding for wireless communications," in *Global Telecommunications Conference, 1996. GLOBECOM '96. 'Communications : The Key to Global Prosperity*, vol. 3, pp. 1809–1814 vol.3, 1996.
- [32] G. J. Foschini., "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas," *Bell Laboratories Technical Journal*, vol. 33, pp. 41–59, October 1996.
- [33] D. R. Company, "Using mimo-ofdm technology to boost wireless lan performance today." White Paper, Jun 2005.
- [34] H. Sampath, S. Talwar, J. Tellado, V. Erceg, and A. Paulraj, "A fourth-generation mimo-ofdm broadband wireless system : design, performance, and field trial results," *Communications Magazine, IEEE*, vol. 40, no. 9, pp. 143–149, 2002.
- [35] A. van Zelst and T. Schenk, "Implementation of a mimo ofdm-based wireless lan system," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 52, pp. 483 – 494, Feb. 2004.

II.5. CONCLUSION

- [36] G. Stuber, J. Barry, S. McLaughlin, Y. Li, M. Ingram, and T. Pratt, "Broadband mimo-ofdm wireless communications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 92, pp. 271 – 294, Feb 2004.
- [37] J. G. Proakis, *Digital Communications*. McGraw-Hill, 4th ed., 2000.
- [38] G. Stuber, J. Barry, S. McLaughlin, Y. Li, M.-A. Ingram, and T. Pratt, "Broadband mimo-ofdm wireless communications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 92, no. 2, pp. 271–294, 2004.
- [39] S. Alex and L. Jalloul, "Performance evaluation of mimo in ieee802.16e/wimax," *Selected Topics in Signal Processing, IEEE Journal of*, vol. 2, no. 2, pp. 181–190, 2008.
- [40] S. Salari, M. Heydarzadeh, and J. Cances, "Joint maximum-likelihood frequency synchronization and channel estimation in mimo-ofdm systems with timing ambiguity," in *Wireless Communication Systems (ISWCS), 2012 International Symposium on*, pp. 954–958, 2012.
- [41] L. He, "Frequency synchronization in mimo ofdm systems," in *Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM), 2010 6th International Conference on*, pp. 1–4, 2010.
- [42] L. Koschel and A. Kortke, "Frequency synchronization and phase offset tracking in a real-time 60-ghz cs-ofdm mimo system," in *Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2012 IEEE 23rd International Symposium on*, pp. 2281–2286, 2012.
- [43] Y. Wu, J. W. M. Bergmans, and S. Attallah, "Carrier frequency offset estimation for multiuser mimo ofdm uplink using cazac sequences : Performance and sequence optimization.," *EURASIP J. Wireless Comm. and Networking*, vol. 2011, 2011.
- [44] R. Jose and K. Hari, "Maximum likelihood algorithms for joint estimation of synchronisation impairments and channel in multiple input multiple output-

CHAPITRE II. SYSTÈMES MULTI-PORTEUSES ET MULTI-ANTENNES

- orthogonal frequency division multiplexing system,” *Communications, IET*, vol. 7, no. 15, pp. 1567–1579, 2013.
- [45] S. Chang and B. Kelley, “Time synchronisation for ofdm-based wlan systems,” *Electronics Letters*, vol. 39, pp. 1024 – 1026, June 2003.
- [46] J. Zhang, “A novel symbol synchronization method for ofdm systems in sfh channels,” *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 1550 –1554, November 2008.
- [47] W. Jian, L. Jianguo, and D. Li, “Synchronization for mimo ofdm systems with loosely synchronous (ls) codes,” in *Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2007. WiCom 2007. International Conference on*, pp. 254 –258, Sept. 2007.
- [48] H.-C. Wang and C.-L. Wang, “A compact preamble design for synchronization in distributed mimo ofdm systems,” in *Vehicular Technology Conference (VTC Fall), 2011 IEEE*, pp. 1–4, Sept. 2011.
- [49] A. SAEMI, “*Synchronisation des systèmes de transmission MIMO-OFDM*”. PhD thesis, Université de Limoges, Limoges, september 2007.
- [50] A. Rachini, A. Beydoun, F. Nouvel, and B. Beydoun, “Timing synchronisation method for mimo-ofdm system using orthogonal preamble,” in *Telecommunications (ICT), 2012 19th International Conference on*, pp. 1–5, 2012.
- [51] F. Guo, D. Li, H. Yang, and L. Cai, “A novel timing synchronization method for distributed mimo-ofdm system,” in *Vehicular Technology Conference, 2006. VTC 2006-Spring. IEEE 63rd*, vol. 4, pp. 1933–1936, 2006.
- [52] A. Rachini, A. Beydoun, F. Nouvel, and B. Beydoun, “A novel compact preamble structure for timing synchronization in mimo-ofdm systems using cazac sequences,” in *International Conference on Communications, Computation, Networks and Technologies (INNOV)*, pp. 1–6, 2013.

II.5. CONCLUSION

- [53] C.-L. Wang, H.-C. Wang, and Y.-Y. Chen, “A synchronization scheme based on partial zadoff-chu sequences for cooperative mimo ofdm systems,” in *Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), 2012 IEEE*, pp. 925–929, 2012.
- [54] R. Frank, S. Zadoff, and R. Heimiller, “Phase shift pulse codes with good periodic correlation properties (corresp.),” *Information Theory, IRE Transactions on*, vol. 8, pp. 381 –382, October 1962.
- [55] I.-R. T. G. 8/1, “Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for imt-2000,” in *Recommendation ITU-R M.1225*, 1999.

CHAPITRE II. SYSTÈMES MULTI-PORTEUSES ET MULTI-ANTENNES

CHAPITRE III

LES SÉQUENCES DE SYNCHRONISATION DANS LES SYSTÈMES MIMO-OFDM

Sommaire

III.1 Introduction	48
III.2 Les différentes séquences existantes	49
III.2.1 Séquences pseudo-aléatoires (PN)	50
III.2.2 Les séquences de Gold	52
III.2.3 Les séquences de Walsh-Hadamard	55
III.2.4 Les séquences CAZAC (Constant Amplitude Zero Auto-Correlation)	57
III.2.5 Les séquences TCH (Tomlinson, Cercas and Hughes)	61
III.2.6 Les séquences ZCZ (Zero Correlation Zone)	62
III.3 Critères pour sélectionner une séquence particulière	65
III.4 Conclusion	68

CHAPITRE III. SÉQUENCES DE SYNCHRONISATION

La synchronisation temporelle dans les systèmes de communications sans fil est une étape très importante. Dans la littérature plusieurs méthodes ont été proposées et nombre d'entre elles se basent sur le préambule. Il s'agit d'envoyer des séquences connues par le récepteur au début de chaque trame transmise afin de détecter le début de celle-ci. Dans ce chapitre nous décrivons les différentes structures des séquences possibles et nous présentons les différents critères pour sélectionner une séquence particulière parmi les séquences présentées. Le choix des séquences qui seront étudiés dans ce chapitre est justifié dans la partie conclusion.

III.1 Introduction

Les systèmes OFDM et MIMO/OFDM présentent de multiples avantages mais également des difficultés. Un des inconvénients est la sensibilité de synchronisation de ces systèmes [1–3]. Plus précisément, un défaut de synchronisation temporelle provoque des interférences entre symboles et peut conduire à une forte dégradation des performances.

Pour assurer la bonne détection des trames au récepteur, des symboles spéciaux peuvent être transmis au début de chaque trame OFDM. L'objectif de ce chapitre est de décrire les bonnes caractéristiques d'autocorrélation (Autocorrelation) et d'intercorrrelation (Cross correlation) de ces symboles ou préambules, qui sont dites séquences de synchronisation.

Une séquence de synchronisation doit présenter une fonction d'autocorrélation maximale pour un décalage nul. Deux fonctions sont intéressantes à analyser : l'autocorrélation et l'intercorrrelation, ces deux fonctions mesurent le degré de ressemblance entre la séquence elle-même et entre deux séquences différentes

III.2. LES DIFFÉRENTES SÉQUENCES EXISTANTES

respectivement.

Pour une séquence x (de valeur complexe) de longueur L_c , la fonction d'auto-corrélation \mathcal{R}_{xx} est donnée par :

$$\mathcal{R}_{xx}(k) = \sum_{n=0}^{L_c-1} x(n)x^*(n+k) \quad (\text{III.1})$$

Où x^* est le complexe conjugué de la séquence x . Les deux valeurs idéales possibles de \mathcal{R}_{xx} sont :

$$\mathcal{R}_{xx} = \begin{cases} L_c, & n \equiv 0 \mod L_c \\ 0, & n \not\equiv 0 \mod L_c \end{cases}$$

La fonction d'intercorrélation (cross-correlation) est la corrélation d'une séquence x avec une autre séquence y . Cette fonction est donnée par :

$$\mathcal{R}_{xy}(k) = \sum_{n=0}^{L_c-1} x(n)y^*(n+k) \quad (\text{III.2})$$

Le choix d'une séquence comme préambule pour la recherche de la synchronisation sera déterminé, d'une part par la fonction d'autocorrélation, qui doit présenter un pic maximal lors de la détection, et d'autre part par la fonction d'intercorrélation entre deux séquences qui doit être la plus faible possible en réception.

Dans la suite du chapitre, nous présentons plusieurs séquences candidates à la génération d'un préambule pour la synchronisation des systèmes OFDM et MIMO-OFDM. Le choix des séquences est établi selon la longueur des séquences, leurs fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélation.

III.2 Les différentes séquences existantes

L'élaboration du préambule de synchronisation se base sur l'utilisation d'une ou plusieurs séquences de même type ou non. Parmi celles-ci, les séquences pseudo-

CHAPITRE III. SÉQUENCES DE SYNCHRONISATION

aléatoires, les séquences de Gold, d'Hadamard, de CAZAC qui sont des candidats potentiels. Les séquences principales utilisées dans l'état de l'art sont décrites ci-après :

III.2.1 Séquences pseudo-aléatoires (PN)

Les m-séquences [4] sont des séquences binaires pseudo-aléatoires (PN). Elles présentent une intercorrélation quasi nulle. Elles sont ainsi utilisées dans la synchronisation temporelle pour les systèmes OFDM et MIMO-OFDM [5, 6]. Dans [5] ces séquences sont aussi utilisées pour la synchronisation fréquentielle. Pour distinguer les antennes et pour estimer le CFO, chaque antenne d'émission dispose d'une séquence unique d'apprentissage. Les séquences d'apprentissage (préambule) sont composées de séquences PN répétées pour accroître la fiabilité de la détection.

Les m-séquences possèdent une taille donnée par :

$$P = 2^n - 1$$

où n est le nombre de flip-flops (éléments mémoire) d'un registre à décalage binaire. L'avantage principal de séquences pseudo-aléatoire de taille maximale, est leur fonction d'autocorrélation périodique qui est très proche d'un Dirac alors que les lobes secondaires possèdent des pics de faible amplitude. La fonction d'auto-corrélation périodique normalisée de séquences pseudo-aléatoire (s) de taille maximale est donnée par :

$$\mathcal{R}_{ss}(i) = \frac{1}{P} \sum_{j=0}^{P-1} (-1)^{S_j \otimes S_{i+j}} \quad (\text{III.3})$$

où

$$\mathcal{R}_{ss} = \begin{cases} 1 & si \quad i \mod P = 0 \\ -\frac{1}{P} & si \quad i \mod P \neq 0 \end{cases}$$

III.2. LES DIFFÉRENTES SÉQUENCES EXISTANTES

Les inconvénients majeurs de séquences PN sont les valeurs de leurs fonctions d'autocorrélation et d'inter-correlation aperiodiques et le nombre de séquences de taille maximale générées n'est pas suffisant.

On retrouve l'utilisation de ces séquences dans la norme de télévision mobile (Digital Terrestrial/Television Multimedia Broadcasting (DTMB)), norme pour la transmission numérique de la télévision en république de Chine [7]. J. Wu et al. [6] ont développé un algorithme pour la synchronisation temporelle et fréquentielle pour le système DTMB. Le processus d'estimation de décalage en fréquence est proposé en deux étapes. La première étape consiste à une estimation grossière du décalage fréquentiel en utilisant les m-séquences. La deuxième étape estime le début de trame tout en estimant finement le décalage fréquentiel. La structure de la trame de synchronisation d'un système DTMB est représentée dans la figure III.1.

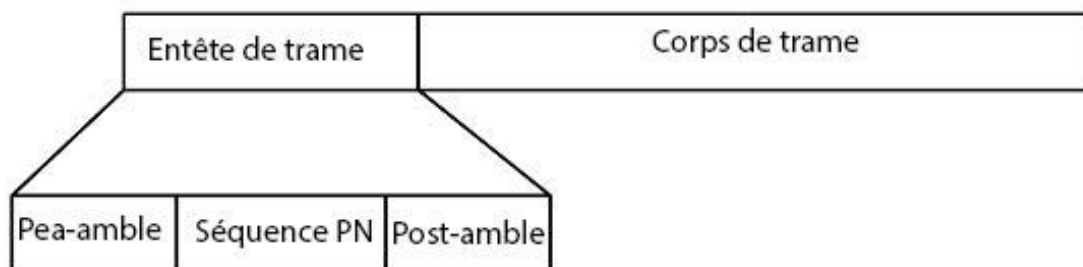


Fig. III.1 – Structure de la trame de synchronisation dans les systèmes DTMB

Par ailleurs, à partir de ces m-séquences, nous pouvons construire d'autres ensembles de séquences qui possèdent les caractéristiques proches de m-séquences mais avec un nombre de séquences disponibles plus grand. Ces séquences sont les séquences de Gold et de Kasami.

Les fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélation de m-séquences de longueur 1023 sont illustrées dans la figure III.2. Le polynôme générateur de séquence 1 (resp. séquence 2) est $g_1(x) = x^8 + x^6 + x^5 + x^4 + 1$ (resp. $g_2(x) =$

CHAPITRE III. SÉQUENCES DE SYNCHRONISATION

$$x^8 + x^7 + x^2 + x + 1).$$

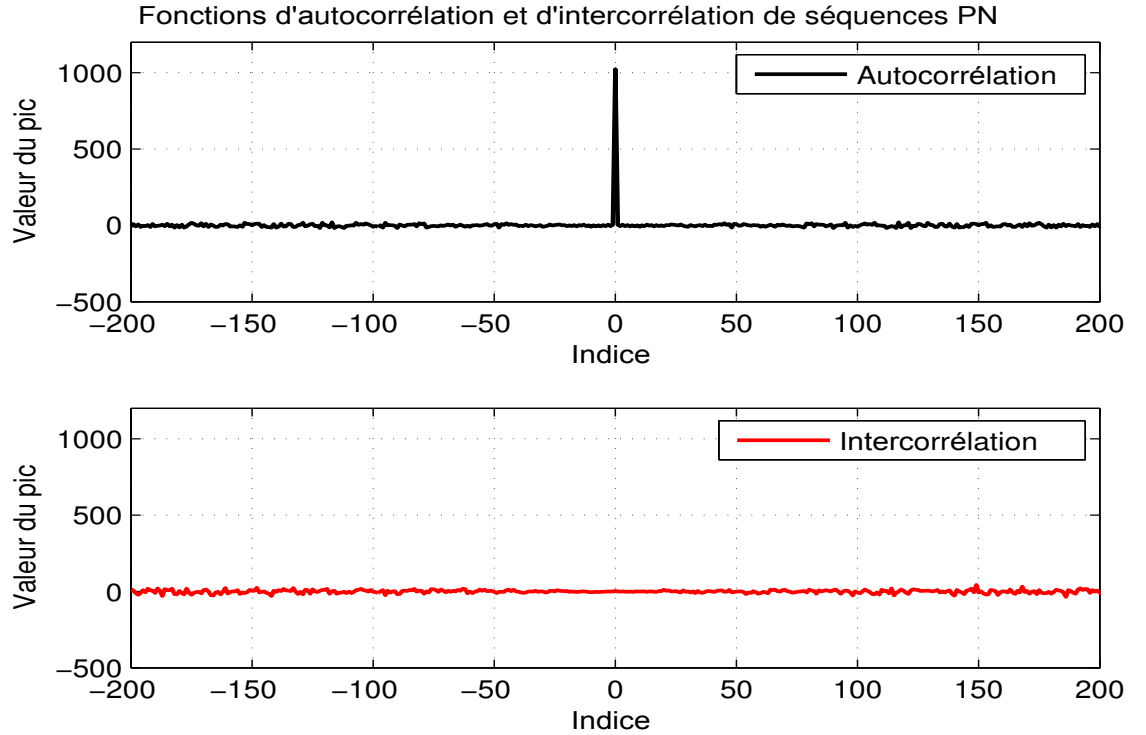


Fig. III.2 – Fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélation de séquences pseudo-aléatoires de taille 1023

III.2.2 Les séquences de Gold

Les codes de Gold [8], également connus sous le nom de séquences de Gold et proposés par Robert Gold [8], sont des séquences binaires utilisées dans les télécommunications (Code Division Multiplexing Systems (CDMA)) et dans le système de localisation mondial (Global Positioning System (GPS)). Ces séquences sont construites par la combinaison de deux séquences pseudo aléatoires de période $P = 2^n - 1$ [4]. L'ensemble de séquences construit par cette combinaison contient les deux séquences initiales et $2^n - 1$ séquences ayant différentes positions de décalages. Le nombre total de séquences de Gold obtenues est de $2^n + 1$

III.2. LES DIFFÉRENTES SÉQUENCES EXISTANTES

séquences.

Soient $g_1(x)$ et $g_2(x)$ deux polynômes binaires primitifs qui gèrent les séquences x et y respectivement. La famille de séquences de Gold obtenues est donnée par l'équation :

$$S_{gold}(x, y) = \{x, y, x \otimes y, x \otimes T^{-1}y, x \otimes T^{-2}y, \dots, x \otimes T^{-(L_c-1)}y\} \quad (\text{III.4})$$

où T^{-p} est un opérateur de décalages cycliques de valeur p vers la gauche, par exemple $T^{-1}y = (y_1, y_2, y_3, \dots, y_{L_c-1}, y_0)$, et \otimes est l'opération logique ou-exclusif.

III.2.2.1 Fonctions de corrélation des séquences de Gold

Les propriétés de fonction d'autocorrélation des séquences de Gold ne sont pas aussi bonnes que celles de séquences pseudo-aléatoires, car leurs fonctions d'autocorrélation présentent des pics secondaires non négligeables. Cependant, ces séquences fournissent un grand nombre de séquences vis à vis des séquences pseudo-aléatoires. La fonction d'autocorrélation $\mathcal{R}_{xx}(\tau)$ d'une séquence de Gold de taille L_c est égale à L_c lorsque le décalage est nul ($\tau = 0$).

Soient $X = (x_0, \dots, x_{L_c-1})$ et $Y = (y_0, \dots, y_{L_c-1})$ deux séquences de longueur L_c , les fonctions d'autocorrélation (\mathcal{R}_{xx}) de X et d'intercorrélation (\mathcal{R}_{xy}) entre X et Y sont données par :

$$\mathcal{R}_{xx}(\tau) = \sum_{k=0}^{L_c-1} (-1)^{(X_k + X_{(k+\tau) \bmod L_c})} \quad (\text{III.5})$$

La fonction d'autocorrélation normalisée $\mathcal{R}_{xx}(\tau)$ est définie par :

$$\mathcal{R}_{xx}(\tau) = \begin{cases} 1 & \text{pour } \tau = 0 \\ -\frac{t(n)}{L_c}, -\frac{1}{L_c}, \frac{t(n)-2}{L_c} & \text{pour } \tau \neq 0 \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

CHAPITRE III. SÉQUENCES DE SYNCHRONISATION

où

$$t(n) = \begin{cases} 1 + 2^{\frac{n+2}{2}} & \text{pour } n \text{ pair} \\ 1 + 2^{\frac{n+1}{2}} & \text{pour } n \text{ impair} \end{cases}$$

et la fonction d'intercorrélation $\mathcal{R}_{xy}(\tau)$ entre deux séquences de Gold est définie par :

$$\mathcal{R}_{xy}(\tau) = \sum_{k=0}^{L_c-1} (-1)^{(X_k + Y_{(k+\tau) \bmod L_c})} \quad (\text{III.7})$$

La valeur de la fonction d'intercorrélation normalisée $\mathcal{R}_{xy}(\tau)$ est définie par :

$$\mathcal{R}_{xy}(\tau) = \left\{ -\frac{t(n)}{L_c}, -\frac{1}{L_c}, \frac{t(n) - 2}{L_c} \right\} \quad (\text{III.8})$$

Les séquences de Gold sont proposées pour la synchronisation temporelle et fréquentielle dans les systèmes OFDM [9]. Dans cette approche, un préambule de synchronisation constitué de deux symboles d'apprentissage est utilisé comme un préambule pour la détection du début de trame et pour récupérer le décalage fréquentiel.

L'inconvénient de séquences de Gold est leur fonction d'autocorrélation qui possède une grande valeur.

La figure III.3 illustre les fonctions d'auto et d'intercorrélation pour deux séquences de Gold de taille 1023.

III.2. LES DIFFÉRENTES SÉQUENCES EXISTANTES

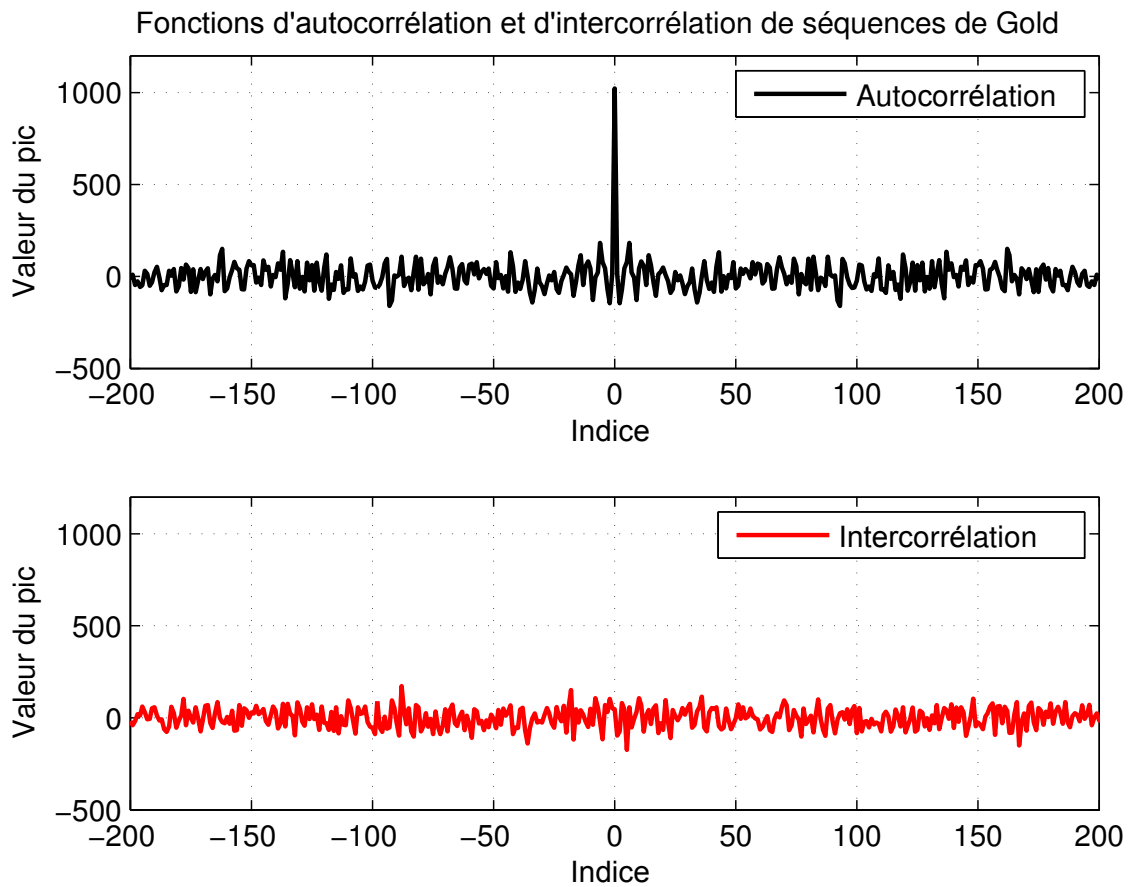


Fig. III.3 – Fonctions d'autocorrélation et d'intercorrrelation de Séquences Gold de taille 1023

III.2.3 Les séquences de Walsh-Hadamard

Les séquences de Walsh-Hadamard ou Hadamard [10] sont des séquences binaires (ou biphassées de valeurs -1 et 1) orthogonales utilisées notamment dans les systèmes à accès multiples par étalement de spectre. Elles sont aussi utilisées dans les systèmes MIMO dans l'étape de codage temps-espace [11]. Ces séquences se construisent récursivement à partir d'une matrice 2×2 , appelée matrice d'Hadamard, de la manière suivante :

CHAPITRE III. SÉQUENCES DE SYNCHRONISATION

$$WH_1 = [1]_{1 \times 1}, WH_2 = \begin{bmatrix} WH_1 & WH_1 \\ WH_1 & -WH_1 \end{bmatrix}_{2 \times 2}, \dots, WH_{2n} = \begin{bmatrix} WH_n & WH_n \\ WH_n & -WH_n \end{bmatrix}_{2n \times 2n}$$

Une matrice d'Hadamard WH d'ordre n satisfait la propriété suivante :

$$WH.WH^T = nI_n \quad (\text{III.9})$$

où I_n est la matrice d'identité $n \times n$ et WH^T est la transposée de WH [12]. L'avantage principal des séquences d'Hadamard est l'orthogonalité entre les séquences. Elles ont de bonnes propriétés de corrélation et leur taille est égale 2^n où $n \in \mathbb{N}$. A noter qu'il existe des séquences d'Hadamard de tailles multiples de 12 ou de 20 dont le principe de construction est similaire à celui présenté. La différence réside dans la matrice du départ qui est soit une matrice 12×12 ou une matrice 20×20 .

Les séquences d'Hadamard sont ainsi utilisées pour la détection de la synchronisation fréquentielle d'un système OFDM [13] et dans les systèmes DS-CDMA (Direct Sequence-Code Division Multiple Access) sur la voie descendante [14]. L. Koschel and A. Kortke dans [13] ont proposé une approche pour déterminer le décalage fréquentiel dans un système à 60 GHz. Dans ce cas, le préambule de synchronisation est constitué de deux parties, chacune comportant une séquence d'Hadamard.

La figure III.4 illustre les fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélation pour deux séquences d'Hadamard de taille 1024. Cependant, la fonction d'autocorrélation de certaines séquences d'Hadamard présente des remontées de pics secondaires non négligeables.

III.2. LES DIFFÉRENTES SÉQUENCES EXISTANTES

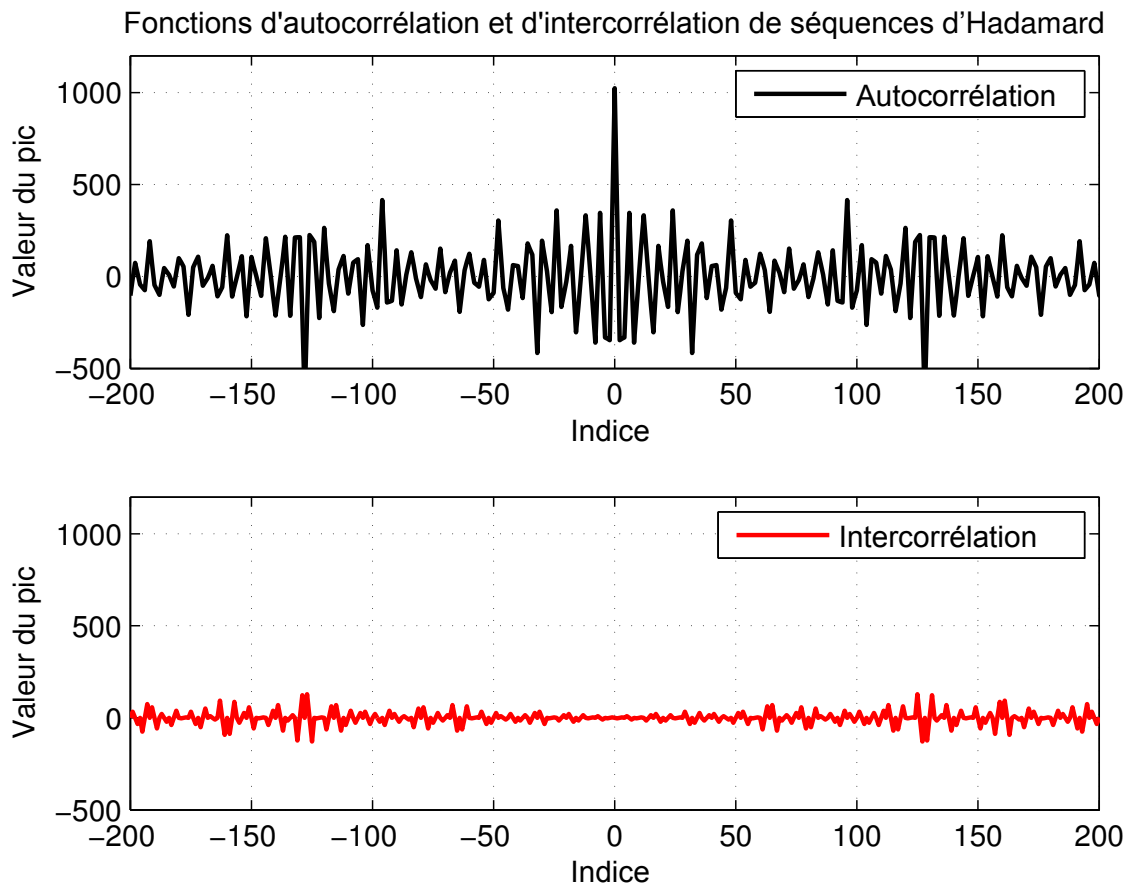


Fig. III.4 – Fonctions d'autocorrélation et d'intercorrrelation de séquences d'Hadamard de taille 1024

III.2.4 Les séquences CAZAC (Constant Amplitude Zero Auto-Correlation)

Les séquences CAZAC sont des séquences complexes caractérisées par leurs amplitudes uniformes. La figure III.5 illustre celles d'une séquence CAZAC de taille 1024.

La fonction d'autocorrélation de ces séquences peut être représentée par une fonction delta δ (proche d'un Dirac), alors la fonction d'intercorrrelation de deux séquences CAZAC est très proche de zéro. Les versions décalées cycliquement

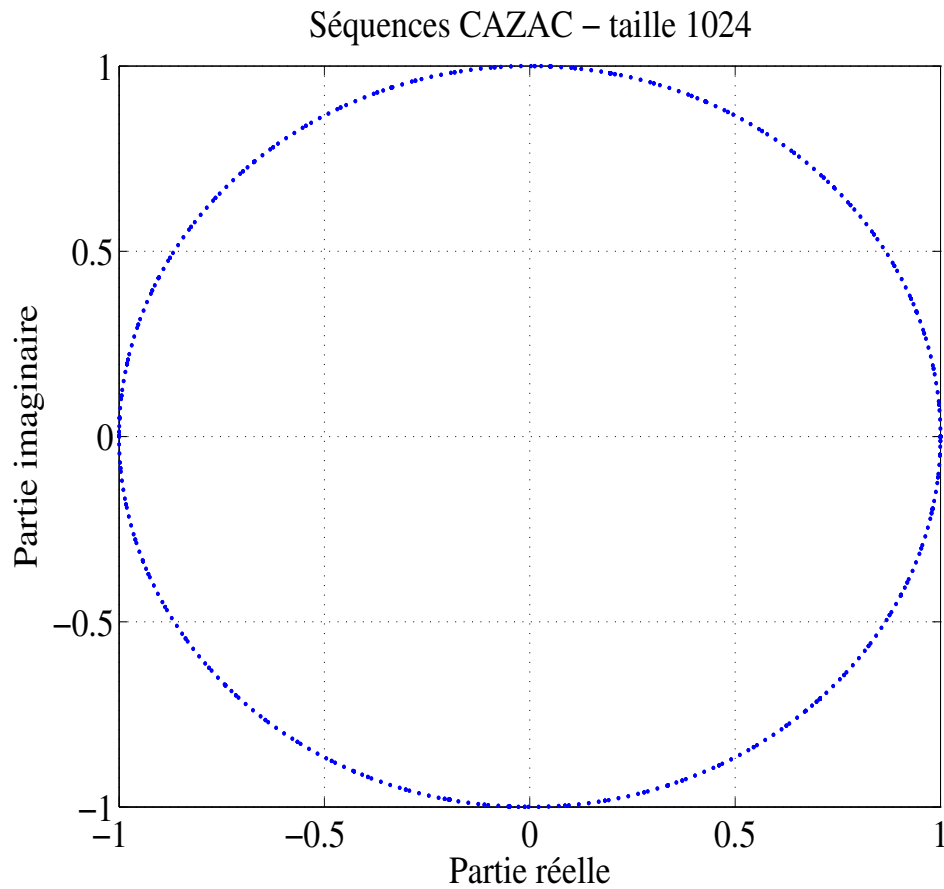


Fig. III.5 – Séquence CAZAC avec une amplitude constante

d'une séquence CAZAC donnent une fonction d'intercorrélation, avec d'autres séquences, proche de zéro. Par conséquent, une séquence CAZAC décalée cycliquement présente les mêmes propriétés que la séquence elle-même et toutes les versions décalées sont orthogonales les unes aux autres. Ces séquences possèdent de bonnes propriétés de corrélation périodique [15, 16].

Les séquences GCL (Generalized Chirp-Like) et Zadoff-Chu [17] sont connues comme des séquences CAZAC à valeurs complexes qui donnent lieu à un signal d'amplitude constante. Ces deux types de séquences sont très semblables et ont une phase inversée.

III.2. LES DIFFÉRENTES SÉQUENCES EXISTANTES

Les séquences CAZAC de type GCL sont données par l'équation III.10 suivante :

$$x_u(n) = \begin{cases} e^{-j \frac{\pi M n(n+1)}{L_c}} & \text{si } L_c \text{ est impaire} \\ e^{-j \frac{\pi M n^2}{L_c}} & \text{si } L_c \text{ est paire} \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Les séquences CAZAC de type Zadoff peuvent être exprimées selon l'équation III.11 suivante :

$$x_u(n) = \begin{cases} e^{j \frac{\pi M n(n+1)}{L_c}} & \text{si } L_c \text{ est impaire} \\ e^{j \frac{\pi M n^2}{L_c}} & \text{si } L_c \text{ est paire} \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

où

$$0 \leq n \leq L_c - 1$$

L_c est la longueur de la séquence CAZAC, $M \in \mathbb{N}$ est un nombre premier avec L_c parmi les nombres entiers inférieurs à L_c et $n \in \{0, L_c - 1\}$ est l'indice de la séquence. Ces séquences sont périodiques de période L_c d'où :

$$x_u(n + L_c) = x_u(n)$$

Soient u et v deux séquences CAZAC de taille L_c . Les fonctions d'autocorrélation (éq. III.12a) et d'intercorrélacion (éq. III.12b) entre u et v sont exprimées par :

$$\mathcal{R}_{u,u}(m) = \frac{1}{L_c} \sum_{k=0}^{L_c-1} u(m+k)u^*(k) \quad (\text{III.12a})$$

$$\mathcal{R}_{u,v}(m) = \frac{1}{L_c} \sum_{k=0}^{L_c-1} u(m+k)v^*(k) \quad (\text{III.12b})$$

Ces deux fonctions présentent de bonnes propriétés de corrélation.

CHAPITRE III. SÉQUENCES DE SYNCHRONISATION

La figure III.6 présente les fonctions normalisées d'autocorrélation et d'intercorrrelation de séquences Zadoff-Chu de longueur 1024.

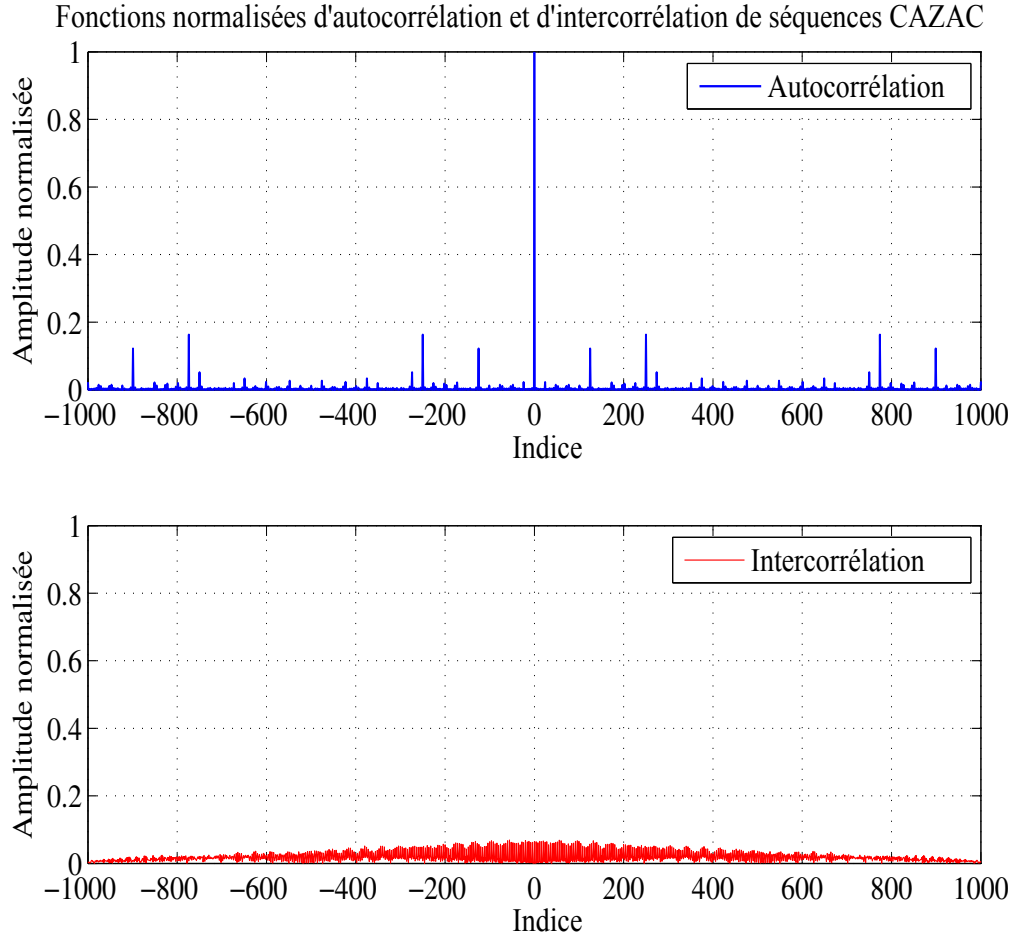


Fig. III.6 – Fonctions d'autocorrélation et d'intercorrrelation de séquences CAZAC de longueur 1024

Dans [18] W.Wei et al. ont utilisé ces séquences pour la recherche de synchronisation temporelle et fréquentielle, basée sur un préambule de synchronisation de longueur $L_{pr} = 2L_c$ constitué de deux parties identiques et de même longueur L_c . Les résultats de simulation montrent de meilleures performances que les méthodes utilisant des séquences classiques en particulier dans le canal de Rayleigh. Avec

III.2. LES DIFFÉRENTES SÉQUENCES EXISTANTES

cette méthode, pour un système MIMO-OFDM 2×2 , la probabilité d'acquisition de synchronisation temporelle est supérieure à 90% pour un $SNR > -5 \text{ dB}$.

Dans [19], les auteurs ont présenté une méthode de synchronisation temporelle basée sur les séquences CAZAC pour un système MIMO-OFDM 2×1 . Un préambule de synchronisation est envoyé sur chaque antenne d'émission. Ces préambules sont des séquences CAZAC qui sont décalées cycliquement d'une distance $D = 20$. La taille du préambule de synchronisation est égale à la taille d'un symbole OFDM, soit $L_{pr} = 512$. La probabilité de la détection du pic pour la synchronisation temporelle dans un canal à trajets multiples est 80% pour un $SNR > 6 \text{ dB}$.

Dans [20], L. Li et al. ont mis en place un préambule basé sur les séquences de CAZAC pour la liaison descendante dans un système MIMO-OFDM. Dans cette méthode, chaque préambule est constitué de deux séquences différentes de synchronisation. Chaque séquence est divisée en deux symboles identiques qui sont constitués par des séquences CAZAC. Un CP est inséré au début et à la fin de chaque séquence. A la réception, une corrélation entre chaque deux symboles identiques est appliquée, il existe deux pics de la fonction de corrélation. Cette méthode est simulée avec un canal AWGN et COST 207 TU6. Ces résultats de simulation montrent que la probabilité de synchronisation de trame est égale à 1 pour un $SNR > 7 \text{ dB}$.

Le lecteur pourra également se référer à [18–20] pour des résultats complémentaires.

III.2.5 Les séquences TCH (Tomlinson, Cercas and Hughes)

Dans [21, 22], F. Cercas et al. ont étudié une nouvelle famille de codes TCH pour l'interface radio d'un récepteur mobile. Les séquences TCH sont des codes

CHAPITRE III. SÉQUENCES DE SYNCHRONISATION

binaires, cycliques, non linéaires et non systématiques de longueur $L_c = 2^m$, où m est un nombre entier positif. Le premier polynôme qui génère le code TCH est nommé "B-TCH". Ce polynôme est généré d'une manière analytique et ensuite étendu pour augmenter les nombres de codes générés. Le polynôme "B-TCH" [21] ne peut être généré que pour des valeurs spécifiques de longueur L_c , qui sont les nombres de Fermat moins un ($F_m - 1 = (2^{2^m} + 1) - 1 = 2^{2^m}$), à savoir, 2, 4, 16, 256 et 65 536 pour $m = \{0, 1, 2, 3, 4\}$ respectivement.

Ces séquences ont de bonnes propriétés d'autocorrélation dont les valeurs sont toujours 0, -4 et L_c quelle que soit la longueur de la séquence L_c , ce qui rend cette fonction d'autocorrélation très intéressante pour des grandes valeurs de L_c . Les inconvénients de ces séquences sont la valeur de leur fonction d'inter-corrélation qui a de grande valeur et le nombre de séquences générées n'est pas suffisant.

Dans [23], les séquences TCH sont utilisées pour l'estimation du canal et la synchronisation dans un système MIMO. Le préambule de synchronisation est divisé en quatre séquences TCH courtes et répétées de taille 256. La taille totale du préambule est 1024. Ces séquences TCH répétées permettent d'estimer le décalage fréquentiel et d'estimer le canal. Les résultats de simulation de cette méthode présentent de bonnes performances pour un $SNR = 16$ dB.

La figure III.7 illustre les fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélation de séquences TCH de taille 256.

III.2.6 Les séquences ZCZ (Zero Correlation Zone)

Les séquences ZCZ ont été proposées pour réduire l'interférence de l'accès multiple (Multiple Access Interference (MAI)) dans les systèmes CDMA. Dans [24], P. Fan a proposé des séquences ZCZ binaires. Cependant, l'inconvénient mineur est le faible nombre de séquences générées. Pour résoudre ce pro-

III.2. LES DIFFÉRENTES SÉQUENCES EXISTANTES

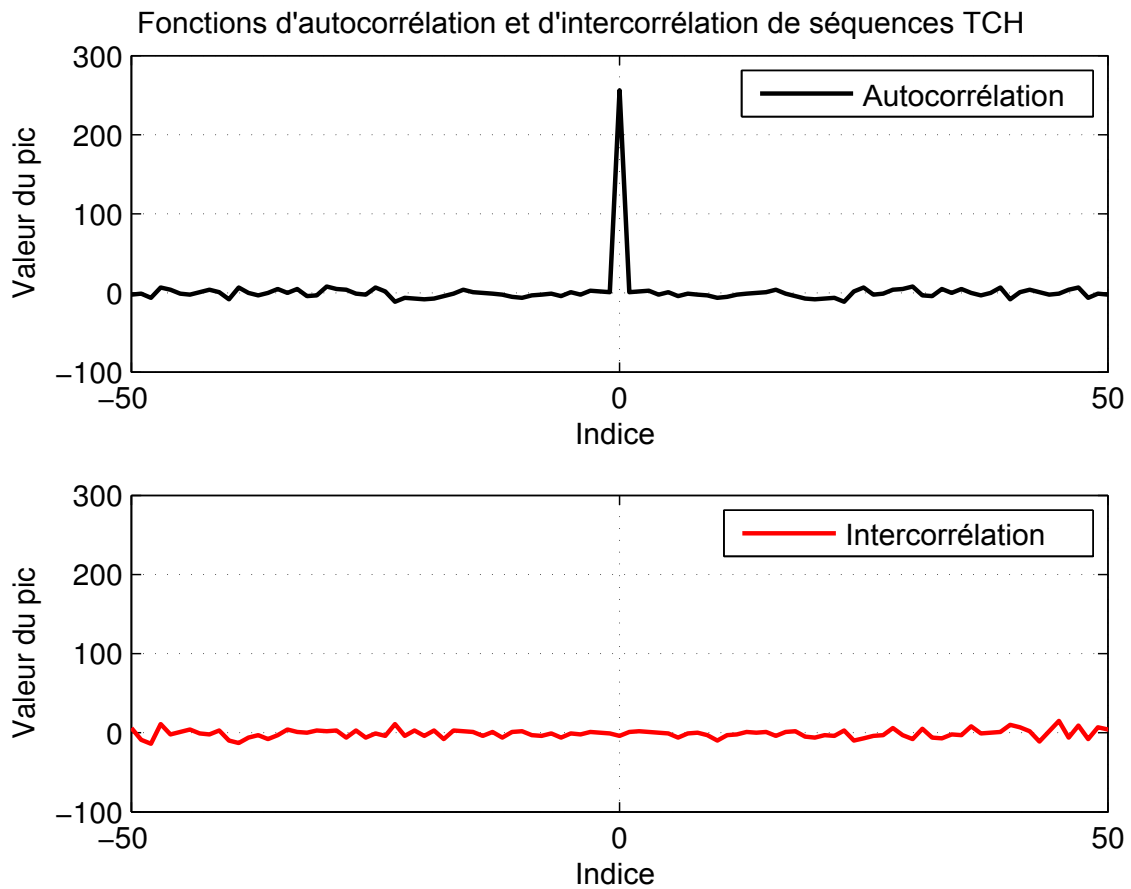


Fig. III.7 – Fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélation de séquences TCH de taille 256

blème, Cha [25] a introduit une classe de séquences ternaires, dont les éléments sont dans l'alphabet 0, 1, -1 permettant d'avoir un nombre de séquences plus important. Fan dans [26, 27] et Cha dans [28] ont ainsi proposé plusieurs méthodes pour construire les séquences binaires ZCZ.

Il existe une famille de séquences ZCZ qui sont orthogonales entre elles et aussi avec les versions décalées de séquences. Cependant, le décalage cyclique ne doit pas dépasser la zone dite zone de corrélation nulle (ZCZ) [29].

CHAPITRE III. SÉQUENCES DE SYNCHRONISATION

En générale, les fonctions d'auto-corrélation et d'inter-corrélation de séquences ZCZ possèdent des lobes secondaires qui ont de grande valeurs. La figure III.8 illustre les fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélaiton de séquences ZCZ de taille 512.

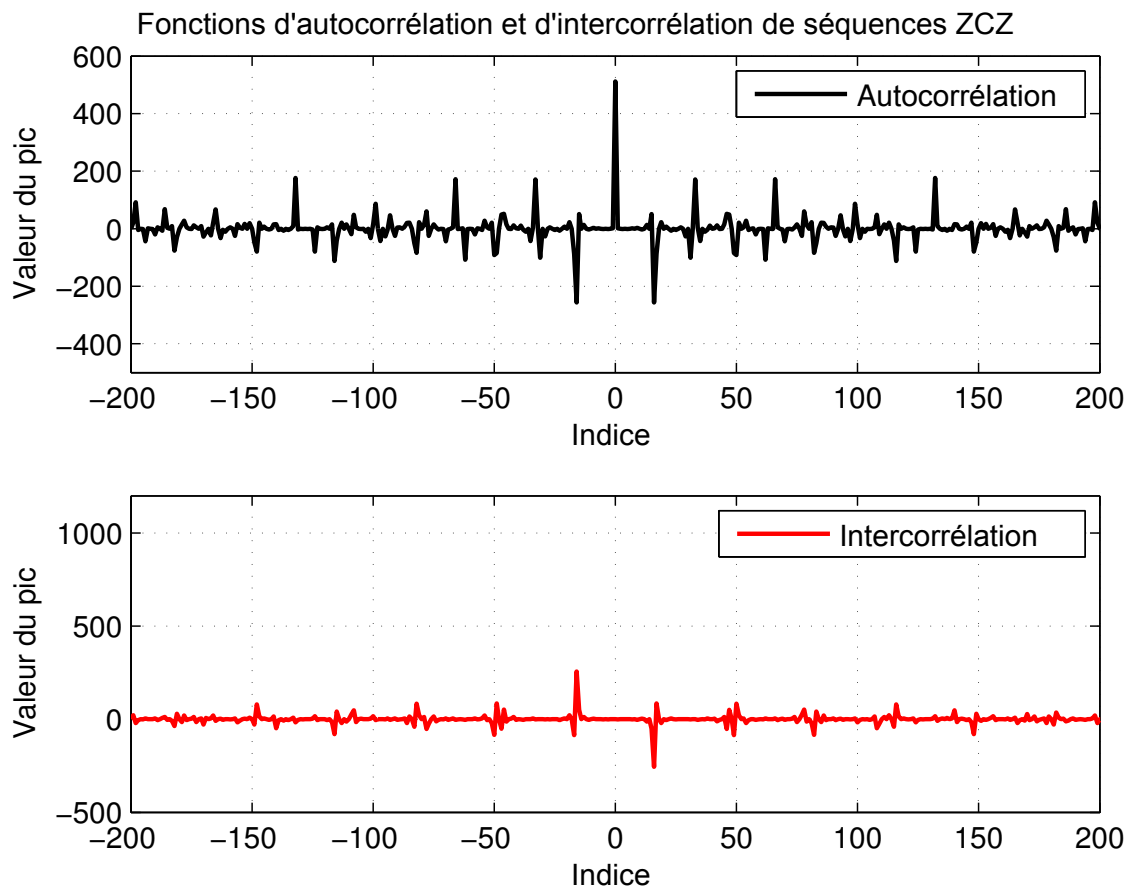


Fig. III.8 – Fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélaiton de séquences ZCZ de taille 512

Dans [30], H. Xuefei et al. ont proposé un préambule de synchronisation de trame pour des systèmes MIMO-OFDM (2×2) en utilisant les codes ZCZ. Les préambules de synchronisation, sur chaque antenne d'émission, sont constitués de différentes séquences ZCZ de taille 256. Cette méthode est simulée avec un canal

III.3. CRITÈRES POUR SÉLECTIONNER UNE SÉQUENCE PARTICULIÈRE

SUI (Stanford University Interim), ce canal est constitué de 3 trajets (tap). Les résultats de simulation montrent que la probabilité de synchronisation de trame est égale à 1 pour un $SNR = -10$ dB.

Ces séquences sont également utilisées pour l'estimation du canal. Dans [31], W. Zhang et al. ont utilisé ces séquences pour la synchronisation fréquentielle dans un système OFDM. Le préambule de synchronisation est constitué de deux séquences ZCZ. La précision d'estimation, de cette méthode, dans un canal Rayleigh à trajets multiples peut être entre 10^{-2} et 10^{-3} pour un $SNR > 0$ dB.

III.3 Critères pour sélectionner une séquence particulière

Suite à la présentation des différentes séquences candidates à la synchronisation temporelle dans un contexte MIMO/OFDM, il convient de faire un choix qui réponde aux critères principaux :

- Ces séquences doivent être orthogonales entre elles pour éviter les interférences entre séquences lors des envois simultanés sur plusieurs antennes d'émission.
- La longueur de ces séquences doit être égale à la longueur d'un symbole OFDM ou un multiple. De point de vue réalisation, si l'insertion du symbole de synchronisation est réalisée dans le domaine fréquentiel, elle se fait avant la FFT. Comme généralement la FFT est une puissance de 2, il semble donc préférable que la longueur de la séquence de synchronisation soit aussi une puissance de 2 et égale à la longueur d'un symbole OFDM ou un multiple de celle-ci.

CHAPITRE III. SÉQUENCES DE SYNCHRONISATION

- La fonction d'autocorrélation doit être maximale afin de détecter le pic de corrélation et par conséquent le début de la trame.
- La fonction d'intercorrélation entre les différentes séquences doit être minimale pour distinguer les différents préambules et trames au niveau de chaque antenne de réception.

Une comparaison des différentes caractéristiques des séquences de synchronisation est présentée dans le tableau III.1.

Après l'analyse des différents critères de séquences de synchronisation, nous proposons d'utiliser les séquences CAZAC comme séquences de synchronisation pour notre système MIMO-OFDM car possédant de bonnes propriétés en terme de corrélation. Pour réaliser le performances de ces séquences, dans le chapitre IV, nous avons simulé d'autres types de séquences pour comparer leurs performances par rapport aux séquences CAZAC.

III.3. CRITÈRES POUR SÉLECTIONNER UNE SÉQUENCE PARTICULIÈRE

Tableau. III.1 – Comparaison entre les différentes séquences de synchronisation

Séquences						
	Hadamard	CAZAC	Gold	PN	TCH	ZCZ
Taille de séquence (L_c)	2^n	2^n	$2^n - 1$	$2^n - 1$	2^{2^n}	2^{2n+1}
Longueur	Paire	Paire	Impaire	Impaire	Paire	Paire
Nombre de codes générés	Important	Important	Important	Faible	Faible	Faible
Orthogonalité	Oui \checkmark	Oui \checkmark	Non \otimes	Non \otimes	Non \otimes	Non \otimes
Fonction d'intercorrélation	Proche de 0 pour certaines séquences	Proche de 0	Des pics secondaires	Des pics secondaires	Des pics secondaires	Des pics secondaires
Complexité de génération de séquences	Simple	Moyenne	Moyenne	Moyenne	Complexe	Complexe
Adaptation au systèmes MIMO	Non \otimes	Oui \checkmark	Non \otimes	Non \otimes	Non \otimes	Non \otimes

III.4 Conclusion

Dans tout système de communication, les émetteurs et les récepteurs doivent être synchronisés au niveau de la couche physique avant toute analyse des données par les applications. Un format spécial de séquences est généralement utilisé pour la synchronisation. Ces séquences sont appelées séquences de synchronisation. Dans le cas d'un système MIMO, où les différents émetteurs doivent être synchronisés avec les différents récepteurs, la synchronisation est plus délicate du fait des transmissions multiples simultanées dans la même bande passante du canal. Des séquences orthogonales peuvent être utilisées, mais la performance de la synchronisation dépend de l'orthogonalité de ces séquences.

Dans le chapitre IV suivant, nous allons présenter les différentes méthodes proposées de la synchronisation temporelle dans les systèmes MIMO-OFDM.

Bibliographie

- [1] A. Palin and J. Rinne, “Enhanced symbol synchronization method for ofdm system in sfh channels,” in *Global Telecommunications Conference, 1998. GLOBECOM 1998. The Bridge to Global Integration. IEEE*, vol. 5, pp. 2788–2793 vol.5, 1998.
- [2] L. Da-Wei, T. You-xi, S. Dong-sheng, and L. Shao-qian, “Impact of timing error on ber performance of tdd pre-equalized ofdm systems,” in *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2004. PIMRC 2004. 15th IEEE International Symposium on*, vol. 1, pp. 714–718 Vol.1, 2004.
- [3] H. Steendam and M. Moeneclaey, “Sensitivity of orthogonal frequency-division multiplexed systems to carrier and clock synchronization errors,” *SIGNAL PROCESSING*, vol. 80, no. 7, pp. 1217–1229, 2000.
- [4] S. Marvin, J. Omura, and S. Robert, *Spread Spectrum Communications Handbook*. McGraw-Hill Professional, 1st ed., 2001.
- [5] L. He, “Frequency synchronization in mimo ofdm systems,” in *Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM), 2010 6th International Conference on*, pp. 1–4, 2010.
- [6] J. Wu, Y. Chen, X. Zeng, and H. Min, “Robust timing and frequency synchronization scheme for dtmb system,” *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 4, pp. 1348–1352, 2007.
- [7] W. Liang, W. Zhang, D. He, Y. Guan, Y. Wang, and J. Sun, “Digital terrestrial television broadcasting in china,” *MultiMedia, IEEE*, vol. 14, no. 3, pp. 92–97, 2007.

CHAPITRE III. SÉQUENCES DE SYNCHRONISATION

- [8] R. Gold, “Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing (corresp.),” *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 13, pp. 619–621, October 1967.
- [9] L. Najjar and M. Siala, “A new scheme for preamble detection and frequency acquisition in ofdm systems,” in *Electronics, Circuits, and Systems, 2009. ICECS 2009. 16th IEEE International Conference on*, pp. 1008–1011, 2009.
- [10] J. G. Proakis, *Digital Communications*. McGraw-Hill, 4th ed., 2000.
- [11] M. Baro and J. Ilow, “Space-time block codes based on diagonalized walsh-hadamard transform with simple decoupling,” in *Vehicular Technology Conference Fall (VTC 2010-Fall), 2010 IEEE 72nd*, pp. 1–5, 2010.
- [12] A. S. Madhukumar, C. Chen, K. Yang, and F. Chin, “Comparison of signature sequences for synchronization of uwb systems,” in *Vehicular Technology Conference, 2004. VTC 2004-Spring. 2004 IEEE 59th*, vol. 5, pp. 2585–2589 Vol.5, May 2004.
- [13] L. Koschel and A. Kortke, “Frequency synchronization and phase offset tracking in a real-time 60-ghz cs-ofdm mimo system,” in *Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2012 IEEE 23rd International Symposium on*, pp. 2281–2286, 2012.
- [14] A. Amadei, U. Manzoli, and M. Merani, “On the assignment of walsh and quasi-orthogonal codes in a multicarrier ds-cdma system with multiple classes of users,” in *Global Telecommunications Conference, 2002. GLOBE-COM '02. IEEE*, vol. 1, pp. 841–845 vol.1, 2002.
- [15] M. M. Ran, “Clipping based papr reduction method for lte ofdma systems,” *Int’l. J. Elec. Com. Stud.*, vol. 10, no. 7, pp. 1–5, 2010.
- [16] R. Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Norwood, MA, USA : Artech House, Inc., 1st ed., 2000.

III.4. CONCLUSION

- [17] R. Frank, S. Zadoff, and R. Heimiller, "Phase shift pulse codes with good periodic correlation properties (corresp.)," *Information Theory, IRE Transactions on*, vol. 8, pp. 381–382, October 1962.
- [18] W. Wei and Y. Xiaolu, "A new synchronization method for mimo-ofdm systems with cazac sequence," in *Information Engineering (ICIE), 2010 WASE International Conference on*, vol. 4, pp. 3–5, Aug. 2010.
- [19] C. Feng, J. Zhang, Y. Zhang, and M. Xia, "A novel timing synchronization method for mimo ofdm systems," in *Vehicular Technology Conference, 2008. VTC Spring 2008. IEEE*, pp. 913–917, 2008.
- [20] L. Li and P. Zhou, "Synchronization for b3g mimo ofdm in dl initial acquisition by cazac sequence," in *Communications, Circuits and Systems Proceedings, 2006 International Conference on*, vol. 2, pp. 1035–1039, 2006.
- [21] F. Cercas, "A New Family of Codes for Simple Receiver Implementation". PhD thesis, Technical University of Lisbon, Lisbon, March 1996.
- [22] F. Cercas, M. Tomlinson, and A. Albuquerque, "Tch : A new family of cyclic codes length $2m$," in *Information Theory, 1993. Proceedings. 1993 IEEE International Symposium on*, p. 198, Jan 1993.
- [23] J. Silva, H. Silva, R. Dinis, E. Gomes, and N. Souto, "On the use of tch sequences for synchronization and channel estimation in mimo systems," in *Signal Processing and Communication Systems (ICSPCS), 2010 4th International Conference on*, pp. 1–5, 2010.
- [24] P. Fan, N. Suehiro, N. Kuroyanagi, and X. Deng, "Class of binary sequences with zero correlation zone," *Electronics Letters*, vol. 35, pp. 777–779, May 1999.
- [25] J. Cha, "Class of ternary spreading sequences with zero correlation duration," *Electronics Letters*, vol. 37, pp. 636–637, May 2001.

CHAPITRE III. SÉQUENCES DE SYNCHRONISATION

- [26] P. Fan, N. Suehiro, N. Kuroyanagi, and X. Deng, “Class of binary sequences with zero correlation zone,” *Electronics Letters*, vol. 35, no. 10, pp. 777–779, 1999.
- [27] X. Deng and P. Fan, “Spreading sequence sets with zero correlation zone,” *Electronics Letters*, vol. 36, no. 11, pp. 993–994, 2000.
- [28] J. Cha, S. Kameda, M. Yokoyama, H. Nakase, K. Masu, and K. Tsubouchi, “New binary sequences with zero-correlation duration for approximately synchronised cdma,” *Electronics Letters*, vol. 36, no. 11, pp. 991–993, 2000.
- [29] N. Suehiro, “A signal design without co-channel interference for approximately synchronized cdma systems,” *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 12, pp. 837–841, Jun 1994.
- [30] H. Xuefei and C. Jie, “Implementation frame synchronization for mimo-ofdm system with zcz-codes,” in *Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, 2005. MAPE 2005. IEEE International Symposium on*, vol. 1, pp. 241–244 Vol. 1, 2005.
- [31] W. Zhang, F. Zeng, X. Long, and M. Xie, “Improved mutually orthogonal zcz polyphase sequence sets and their applications in ofdm frequency synchronization,” in *Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM), 2010 6th International Conference on*, pp. 1–5, 2010.

CHAPITRE IV

LES MÉTHODES PROPOSÉES

Sommaire

IV.1	Système de transmission	74
IV.1.1	Modélisation du canal de propagation	77
IV.1.2	Modélisation du signal reçu	77
IV.2	Les techniques proposées pour la synchronisation temporelle	78
IV.2.1	Méthodes de préambule court (Génération dans le do- maine temporel)	78
IV.2.2	Méthodes de préambule compact (Génération dans le domaine fréquentiel)	82
IV.2.3	Méthodes de zéro padding	98
IV.3	Conclusion	105

CHAPITRE IV. LES MÉTHODES PROPOSÉES

Avant de présenter les méthodes de synchronisation temporelle proposées dans cette thèse, nous proposons une brève introduction à la problématique de la synchronisation dans les systèmes MIMO-OFDM. La synchronisation est un sujet abondamment étudié depuis de nombreuses années et de nombreux ouvrages traitent de ce domaine de manière très pédagogique et très complète. Cependant les systèmes MIMO-OFDM sont très sensibles aux problèmes de synchronisation et il faut alors proposer des méthodes de synchronisation performantes et capables de travailler avec des systèmes MIMO-OFDM $N \times M$.

Dans les deux précédents chapitres, nous avons rappelé les principes généraux des transmissions MIMO-OFDM et abordé la problématique de la synchronisation temporelle entre les émetteurs et les récepteurs. Plusieurs solutions sont possibles. L'objet de ce chapitre est de mesurer les performances des différentes approches dans des configurations MIMO-OFDM données. La synchronisation fréquentielle est supposée parfaite, l'égalisation et l'estimation du canal ne feront pas l'objet de cette thèse.

Dans un premier temps, nous allons présenter notre système de transmission dans la section IV.1. Dans la section IV.2 nous discutons les différentes méthodes proposées pour la synchronisation temporelle. Les résultats de simulation de ces différentes méthodes sont présentés dans le chapitre V.

IV.1 Système de transmission

Notre système de transmission MIMO-OFDM est divisé en deux parties : l'émetteur et le récepteur. L'émetteur génère des trames constituées de symboles OFDM qui sont modulés en quadrature (QAM). Les symboles OFDM sont trans-

IV.1. SYSTÈME DE TRANSMISSION

mis sur plusieurs antennes en utilisant le codage temps-espaces en blocs (STBC). Le codage temps-espaces (STC) [1] est une technique utilisée dans les communications sans fil pour transmettre les flux de données à travers plusieurs antennes d'émission et de réception (MIMO). Deux approches sont utilisées pour la mise en place de MIMO : soit on recherche à accroître l'efficacité de transmission de données, soit on vise à augmenter le débit des données. Dans notre système, nous avons utilisé le codage en bloc Alamouti [2] qui transmet les mêmes symboles OFDM sur les différentes antennes d'émission à des instants différents. Le système de transmission est présenté dans la figure IV.1.

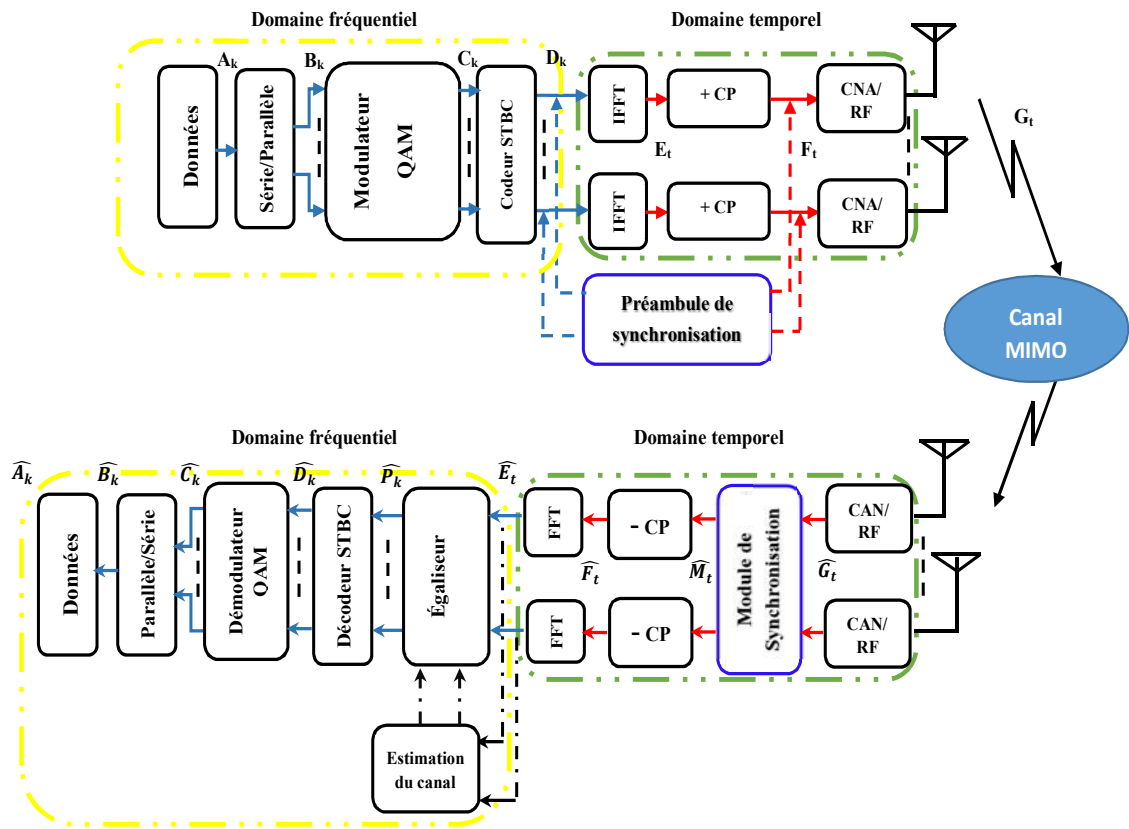


Fig. IV.1 – Système de transmission MIMO-OFDM-STBC

Dans la figure IV.1, le générateur aléatoire produit le flux binaire (A_k), puis

CHAPITRE IV. LES MÉTHODES PROPOSÉES

le convertisseur série/parallèle est utilisé en vue de répartir les flux vers le modulateur QAM (B_k) selon l'ordre de la modulation et le nombre d'antennes. Ce modulateur a pour rôle de mapper le flux de bits selon une modulation QAM (C_k). Les symboles QAM sont alors introduits dans un codeur espace-temps en blocs (STBC) (D_k). Les données codées par le STBC sont transposées du domaine fréquentiel au domaine temporel par le biais de l'IFFT (E_t). L'intervalle de garde correspondant au préfixe cyclique (CP) est inséré après la IFFT (F_t) pour réduire les interférences de type ISI, et sera enlevé à la réception avant la FFT. Le dernier bloc avant la transmission de données (G_t) est un convertisseur numérique analogique (CNA).

Le bloc que nous avons plus spécifiquement étudié dans notre système de transmission est celui de synchronisation. Ce bloc consiste à insérer le préambule de synchronisation dans le domaine fréquentiel ou temporel au début de chaque trame OFDM envoyée.

Le signal émis $s_i(t)$ par l'antenne d'émission T_i est donné par :

$$s_i(t) = \frac{1}{\sqrt{N_{sc}}} \sum_{k=0}^{N_{sc}-1} \Re \{ x_k \Pi(t) e^{j.2\pi.f_k.t} \} \quad (\text{IV.1})$$

où x_k sont les symboles de sortie de la modulation STBC/OFDM, obtenus donc après la IFFT.

La deuxième partie du système de transmission MIMO-OFDM est le récepteur. Le premier bloc après le convertisseur numérique analogique (CAN) (\widehat{G}_t) est le bloc de la synchronisation temporelle, ce bloc intervient dans le domaine temporel (\widehat{M}_t). Ensuite, le préfixe cyclique de chaque symbole OFDM est éliminé (\widehat{F}_t). La fonction FFT transpose les données dans le domaine fréquentiel (\widehat{E}_t). Le bloc d'égalisation intervient pour corriger les effets du canal en prenant en compte les coefficients d'estimation du canal (\widehat{P}_k) obtenus dans le domaine fréquentiel. Les symboles estimés sont décodés et combinés par le décodeur STBC

IV.1. SYSTÈME DE TRANSMISSION

(\widehat{D}_k) . Ensuite, un démodulateur QAM permet de démoduler et de récupérer les informations binaires (\widehat{C}_k) . La conversion parallèle/série permet la remise en forme du flux binaire (\widehat{A}_k) .

IV.1.1 Modélisation du canal de propagation

Le canal entre les antennes d'émission T_i et celles de réception R_j , $i \in \{1, N_t\}$ et $j \in \{1, N_r\}$, est à trajets multiples. La réponse impulsionnelle $H(t)$ du canal peut être exprimée comme :

$$H(t) = \sum_{l=1}^L H_l \delta(t - \tau_l) \quad (\text{IV.2})$$

où H_l est la matrice de coefficients du l^{ieme} trajet de taille $N_t \times N_r$, δ est la fonction d'impulsion et L est le nombre maximum de trajets multiples. H_l est donnée par :

$$H_l = \begin{bmatrix} h_{1,1}^l & h_{1,2}^l & \dots & h_{1,N_r}^l \\ h_{2,1}^l & h_{2,2}^l & \dots & h_{2,N_r}^l \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_t,1}^l & h_{N_t,2}^l & \dots & h_{N_t,N_r}^l \end{bmatrix} \quad (\text{IV.3})$$

IV.1.2 Modélisation du signal reçu

Le signal reçu r_j par l'antenne R_j est donné par :

$$r_j(t) = \sum_{i=1}^{N_t} \sum_{l=1}^L \left(h_{ij}^l(t) * s_i(t) \right) + w_j(t) \quad (\text{IV.4})$$

Où s_i est le signal transmis sur l'antenne T_i , w_j est le bruit blanc additif gaussien (AWGN) et h_{ij}^l correspond au canal multi-trajets entre l'antenne d'émission T_i et celle de réception R_j .

CHAPITRE IV. LES MÉTHODES PROPOSÉES

Nous allons dans la suite proposer différentes techniques d'élaboration du préambule de synchronisation.

IV.2 Les techniques proposées pour la synchronisation temporelle

Dans ce paragraphe, trois méthodes d'insertion de préambule sont discutées. L'une dans le domaine temporel, donc après la IFFT, les autres dans le domaine fréquentiel, c'est à dire lors de la construction des symboles OFDM. Il est à noter qu'en réception la recherche de synchronisation est effectuée dans le domaine temporel.

IV.2.1 Méthodes de préambule court (Génération dans le domaine temporel)

En général, les méthodes de synchronisation temporelle qui utilisent les préambules longs, qui sont corrélés à la réception avec une séquence locale afin de détecter le pic de corrélation. Dans ce cas, nous obtenons un pic de corrélation qui a une amplitude théorique égale à la taille de cette séquence locale. D'autres méthodes de synchronisation temporelle utilisent des préambules courts où ces derniers sont répartis temporellement en deux ou plusieurs parties identiques. A la réception, la corrélation est effectuée en utilisant le préambule reçu uniquement. Les parties identiques sont corrélées et produisent un pic de corrélation dont la position sert à détecter le point de synchronisation. Par la suite, nous décrivons les différentes structures de préambule court.

IV.2.1.1 Première structure de préambule court (*Pr_Court_1*)

La structure de synchronisation est appliquée à un système MIMO-OFDM 2×2 utilisant un codage STBC-Alamouti. La structure de préambule de syn-

IV.2. LES TECHNIQUES PROPOSÉES POUR LA SYNCHRONISATION TEMPORELLE

chronisation est donnée dans la figure IV.2. Cette structure consiste à envoyer un préambule de synchronisation en utilisant différentes séquences (Hadamard, CAZAC, ZCZ, TCH et Gold). Ces séquences ne sont pas modulées, elles sont envoyées comme étant des séquences réelles ou complexes, et chaque bit correspond à un échantillon du symbole total.

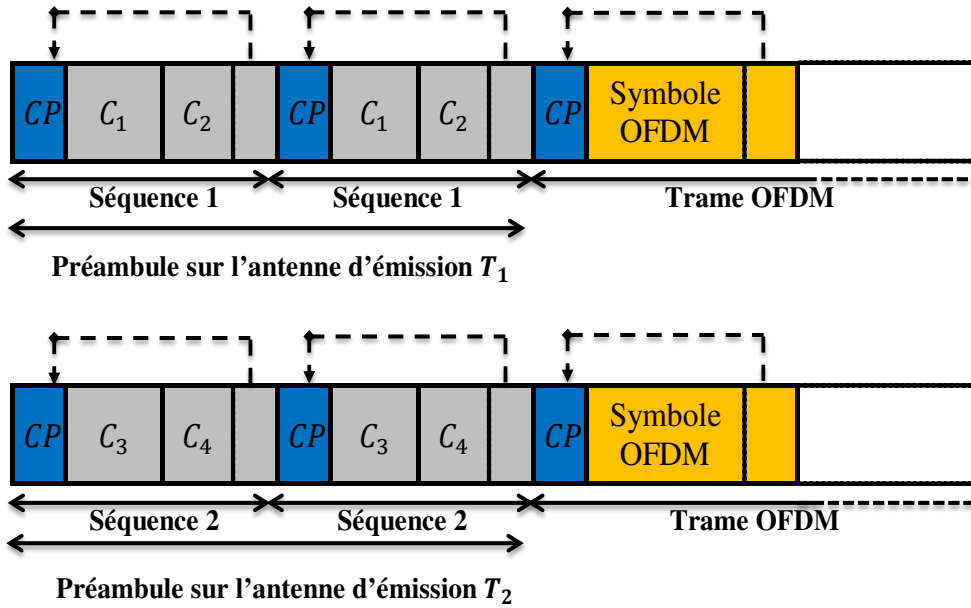


Fig. IV.2 – Préambules de synchronisation pour la première structure de la méthode de préambules courts (Pr_Court_1)

Soient C_1 et C_2 (resp. C_3 et C_4) deux codes différents utilisés dans le préambule. Chaque code est de taille $L_C = \frac{L_{FFT}}{2}$ et $C_1 \neq C_2$ (resp. $C_3 \neq C_4$). La taille de la FFT (L_{FFT}), qui correspond à la taille d'un symbole OFDM, est telle que $L_{FFT} = 2 \times L_C$. Le préambule sur chaque antenne est complété avec le CP de longueur $L_{CP} = \frac{L_{FFT}}{4}$.

La taille du préambule L_{pr} devient alors :

$$L_{pr} = 2 \times (L_{FFT} + L_{CP}) = 2 \times (2.L_C + L_{CP}) \quad (IV.5)$$

CHAPITRE IV. LES MÉTHODES PROPOSÉES

Ces préambules sont envoyés simultanément sur les deux antennes d'émission (T_1 et T_2).

En réception, la synchronisation temporelle sur chaque antenne peut être estimée selon deux approches différentes :

- Soit par une corrélation entre les séquences de préambule elles-mêmes.
- Soit par une corrélation entre le signal reçu et une séquence locale, c'est à dire la séquence 1 sur T_1 et/ou la séquence 2 sur T_2 .

Dans cette méthode nous avons utilisé la deuxième approche afin d'estimer la synchronisation temporelle. L'avantage de cette structure réside dans la forte probabilité de détection du pic de synchronisation. Le CP utilisé au début de chaque préambule de synchronisation réduit l'erreur de détection et ne dégrade pas l'orthogonalité entre les codes. Par contre, la taille du préambule est égale à deux fois la taille d'un symbole OFDM, ce qui réduit le débit du système. Pour résoudre ce problème, nous proposons dans la section suivante une autre structure basée sur une construction en temporel.

IV.2.1.2 Deuxième structure de préambule court (Pr_Court_2)

Cette structure consiste à envoyer une seule séquence de synchronisation au début de chaque trame OFDM. La structure de préambule est donnée dans la figure IV.3. Chaque préambule envoyé sur chaque antenne est divisé en deux parties de longueur L_C chacune et d'un CP de longueur $L_{CP} = \frac{L_{FFT}}{4} = \frac{L_C}{2}$. La longueur de chaque préambule est $L_{pr} = 2.L_C + L_{CP} = \frac{5.L_C}{4}$.

Dans cette structure, chaque préambule est constitué de deux codes différents, C_1, C_2 sur la première antenne d'émission T_1 et C_3, C_4 sur la deuxième antenne d'émission T_2 .

IV.2. LES TECHNIQUES PROPOSÉES POUR LA SYNCHRONISATION TEMPORELLE

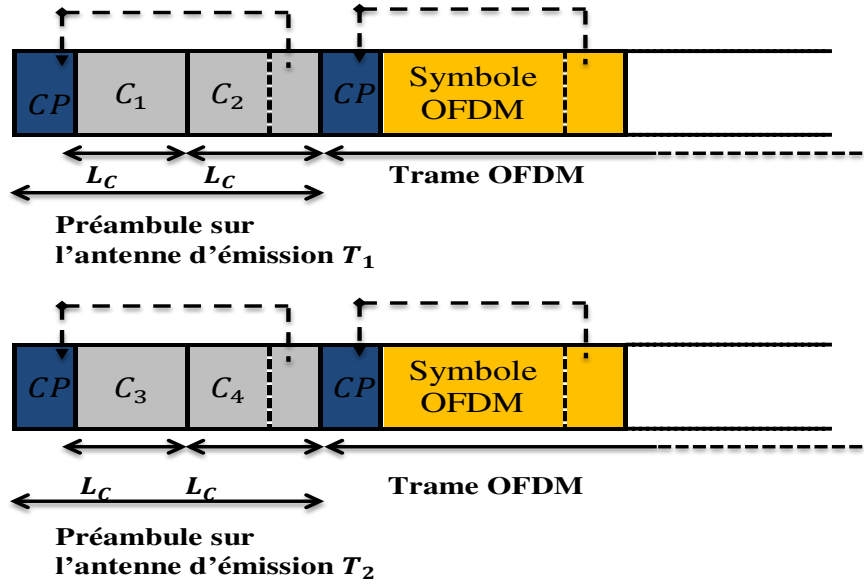


Fig. IV.3 – Préambules de synchronisation pour la deuxième structure de la méthode de préambules courts (*Pr_Court_2*)

IV.2.1.3 Algorithme de détection de pic de synchronisation

A la réception, la fonction de corrélation \mathcal{R} est appliquée entre le signal reçu r_j et une séquence locale seq_j , de taille $2L_c + L_{CP}$, au niveau du récepteur R_j . Cette fonction est donnée par l'équation :

$$\mathcal{R}_{r_j, seq_j}(k) = \sum_{n=0}^{2L_c-1+L_{CP}} \left(r_j(k) * seq_j^*(n+k) \right) \quad (IV.6)$$

L'idée principale de l'algorithme de synchronisation est d'estimer le pic de synchronisation temporelle. Après la fonction de corrélation, un bloc de détection de seuil est appliqué afin de détecter ce pic au-delà d'un seuil déterminé (th). Une fois que $|\mathcal{R}_{r_j, seq_j}(k)|$ atteint le seuil, cela signifie que k est considéré comme le point de synchronisation temporelle, si non, le réglage du seuil diminue la valeur du seuil et l'opération recommence de nouveau pour détecter le pic de synchronisation. La figure IV.4 représente un schéma général de la détection de synchronisation.

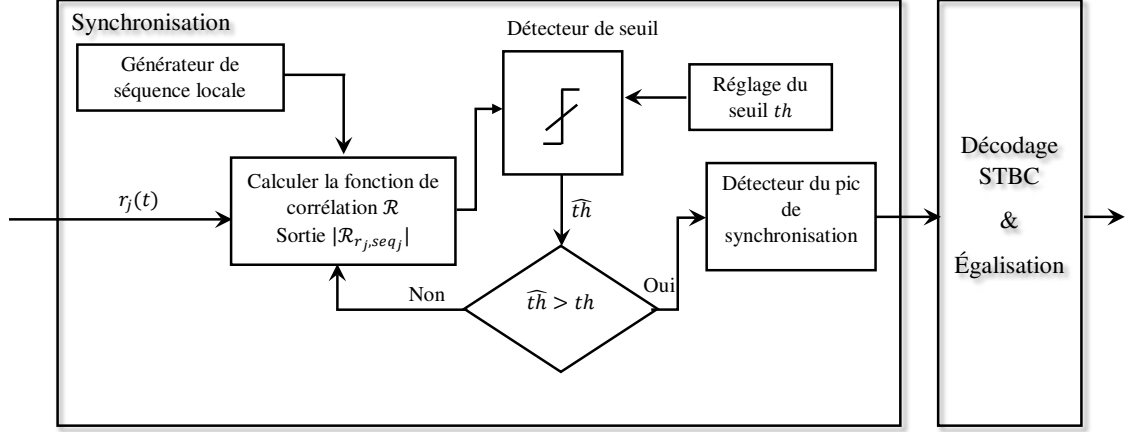


Fig. IV.4 – Schéma général de la détection du pic de synchronisation pour les méthodes de préambules courts

Les résultats de simulation de cette méthode sont présentés dans le chapitre V et ont été publiés dans [3]. Ces résultats présentent de bonnes performances même à faible SNR. L'inconvénient majeur de cette méthode est la génération du préambule dans le domaine temporel. Par conséquent, au niveau d'implémentation de cette méthode, nous avons besoin d'un module pour générer et appliquer les préambules dans le domaine temporel. Nous avons évité ce problème dans les autres méthodes où le préambule est généré dans le domaine fréquentiel.

IV.2.2 Méthodes de préambule compact (Génération dans le domaine fréquentiel)

Nous proposons, dans cette partie, de nouvelles structures basées sur les séquences CAZAC afin d'accroître la probabilité de détection de la synchronisation temporelle. Les séquences CAZAC [4] sont caractérisées par une amplitude constante et une fonction d'intercorrélation proche de zéro. Pour chaque antenne d'émission T_i , un préambule utilisant une séquence CAZAC est inséré avant l'émission des symboles OFDM, l'ensemble constitue alors la trame.

IV.2. LES TECHNIQUES PROPOSÉES POUR LA SYNCHRONISATION TEMPORELLE

Tous les préambules sont générés et mappés sur les sous-porteuses dans le domaine fréquentiel. La structure générale des trames est illustrée dans la figure IV.5.

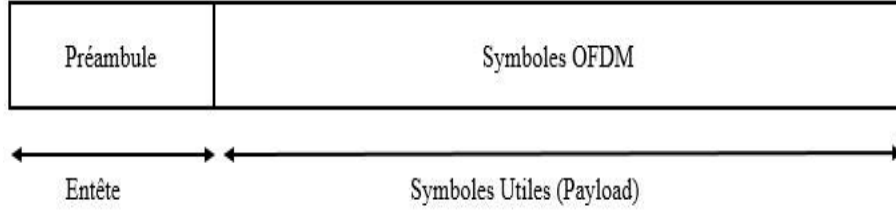


Fig. IV.5 – Structure générale de la trame : préambule de synchronisation + symboles OFDM

Dans ce cas, les séquences CAZAC [5] $C(k)$ sont données par l'équation :

$$C(k) = \exp\left(\frac{j\pi M k^2}{L_C}\right), k \in \{0, L_C - 1\} \quad (\text{IV.7})$$

où L_C est la longueur de la séquence CAZAC avec $L_C = 2^n$, $M \in \mathbb{N}$ est un nombre premier avec L_C parmi les nombres entiers inférieurs à L_C et $k \in \{0, L_C - 1\}$ est l'indice de l'échantillon. Soient $L_{pr} = L_{FFT} + L_{CP}$ la longueur du préambule et C la séquence CAZAC de taille $L_C = L_{FFT}/2$. Le terme C_k^i représente l'échantillon de la séquence CAZAC porté par la k -ième sous-porteuse et transmis par l'antenne d'émission T_i . Nous notons $c(m)$ le correspondant de $C(k)$ dans le domaine temporel après une IFFT. Il convient de souligner que $c(m)$ est aussi une séquence CAZAC de longueur L_C [6]. Cette séquence $c(m)$ est représentée par l'équation IV.8 :

$$c(m) = \frac{1}{L_C} \sum_{k=0}^{L_C-1} C(k) \cdot e^{j\left(\frac{2\pi}{L_C}\right)mk}, m \in [0, L_C - 1] \quad (\text{IV.8})$$

Les différentes structures de préambules sont détaillées ci-après.

CHAPITRE IV. LES MÉTHODES PROPOSÉES

IV.2.2.1 Première structure de préambule compact ($Pr_Compact_1$)

Chaque préambule contient une séquence CAZAC (C) mappée sur les sous-porteuses paires, et le $-conjugué$ de C ($-C^*$) est mappé sur les sous-porteuses impaires. La structure de préambule dans le domaine fréquentiel est présentée dans la figure IV.6. La taille de chaque séquence est L_C avec $L_C = \left(\frac{L_{FFT}}{2}\right)$.

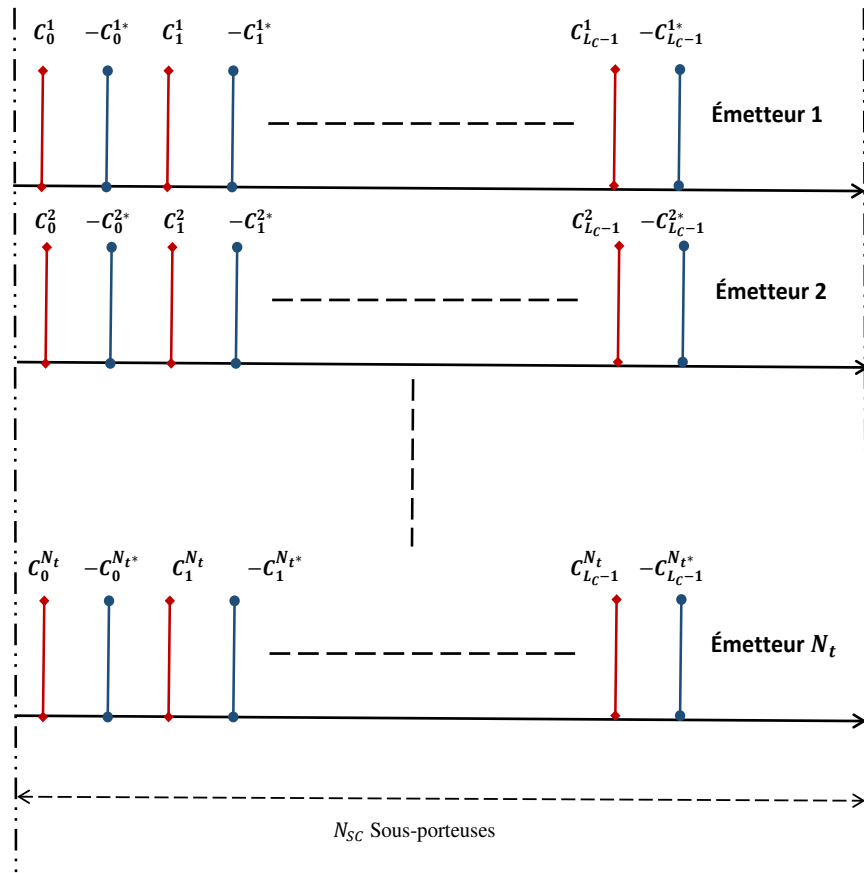


Fig. IV.6 – Schéma de préambules de synchronisation pour $Pr_Compact_1$ dans le domaine fréquentiel sur les différentes antennes d'émission

Bien qu'étant construite dans le domaine fréquentiel, la combinaison conserve de bonnes propriétés de corrélation dans le domaine temporel. La fonction de corrélation de ce préambule est présentée dans la figure IV.7. La figure IV.8 représente

IV.2. LES TECHNIQUES PROPOSÉES POUR LA SYNCHRONISATION TEMPORELLE

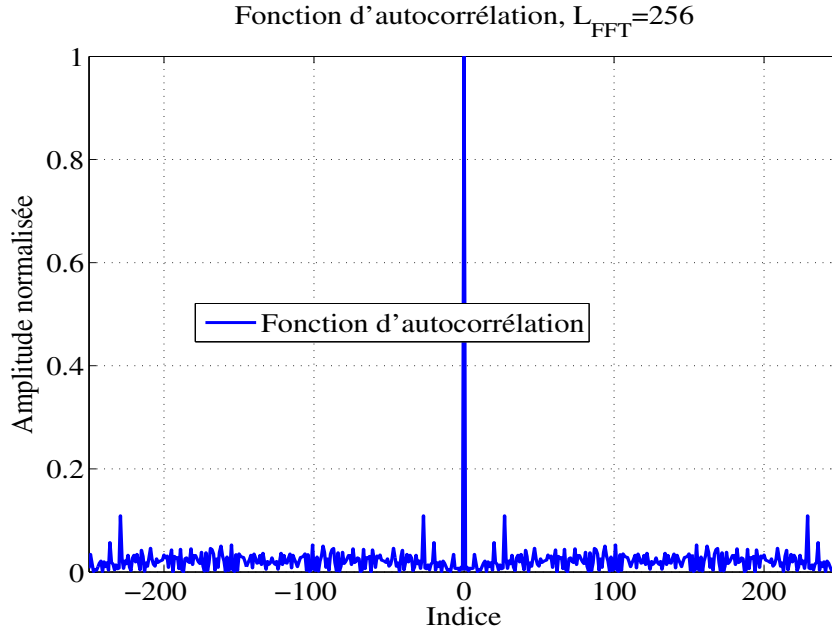


Fig. IV.7 – Fonction d'autocorrélation du préambule de *Pr_Compact_1*, $L_{FFT}=256$

les parties réelle et imaginaire du préambule de synchronisation dans le domaine temporel. L'allure du préambule dans le domaine temporel présente de bonnes propriétés de corrélation comme indique la figure IV.7.

Les séquences $C(k)$ et $-C^*(k)$ sont exprimées selon les équations IV.9 et IV.10 respectivement :

$$C(k) = \exp\left(j\frac{\pi M k^2}{L_C}\right) = \cos\left(\frac{\pi M k^2}{L_C}\right) + j \sin\left(\frac{\pi M k^2}{L_C}\right) \quad (\text{IV.9})$$

$$-C^*(k) = -\exp\left(-j\frac{\pi M k^2}{L_C}\right) = -\cos\left(\frac{\pi M k^2}{L_C}\right) + j \sin\left(\frac{\pi M k^2}{L_C}\right) \quad (\text{IV.10})$$

Soit $X_u^{T_i}(k)$ le préambule envoyé sur l'antenne d'émission T_i , ce préambule peut être exprimé, dans le domaine fréquentiel, comme :

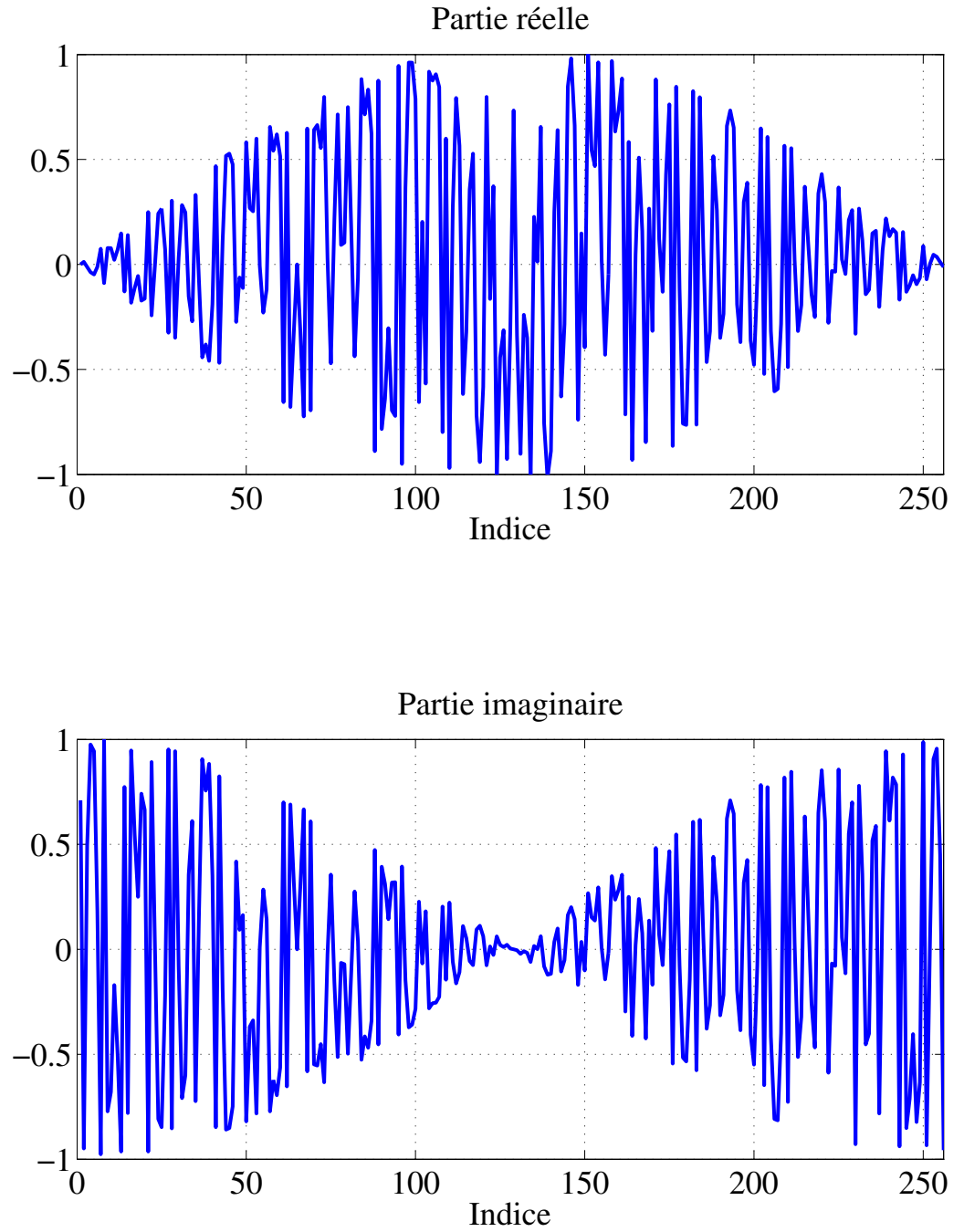


Fig. IV.8 – Représentation du préambule dans le domaine temporel de $Pr_Compact_1$, $L_{FFT} = 256$

IV.2. LES TECHNIQUES PROPOSÉES POUR LA SYNCHRONISATION TEMPORELLE

$$X_u^{T_i}(k) = \begin{cases} C^{T_i} \left(\frac{k}{2} \right) & \text{si } k \bmod 2 = 0 \\ -C^{*T_i} \left(\frac{k-1}{2} \right) & \text{si } k \bmod 2 \neq 0 \end{cases} \quad k \in \{0, L_{FFT} - 1\} \quad (\text{IV.11})$$

Les résultats de simulation de cette structure sont présentés dans le chapitre V et ont été publiés dans [7]. Dans cette méthode, la probabilité d'acquisition de synchronisation temporelle est supérieure à 90% pour les systèmes MIMO-OFDM 2×2 avec un $SNR > -5 \text{ dB}$.

IV.2.2.2 Deuxième structure de préambule compact (*Pr_Compact_2*)

Dans cette structure, nous avons divisé le préambule de synchronisation en deux parties de taille $L_c = \frac{L_{FFT}}{2}$ chacune. La première partie est constituée d'une séquence CAZAC C tandis que la deuxième partie contient le *-conjugué* de la séquence C comme indiqué dans la figure IV.9. La fonction d'autocorrélation de ce préambule est présentée dans la figure IV.10.

Comme pour la configuration précédente, différents préambules sont répartis sur les antennes d'émission et chaque préambule contient une séquence CAZAC et son conjugué.

Nous présentons, dans la figure IV.11, les parties réelle et imaginaires du préambule de synchronisation dans le domaine temporel avec une FFT de taille $L_{FFT} = 256$. Dans cette figure, nous pouvons remarquer qu'il existe des valeurs réelles qui sont nulles, ce qui entraîne des lobes secondaires pour la fonction d'autocorrélation qui est présentée dans la figure IV.10.

CHAPITRE IV. LES MÉTHODES PROPOSÉES

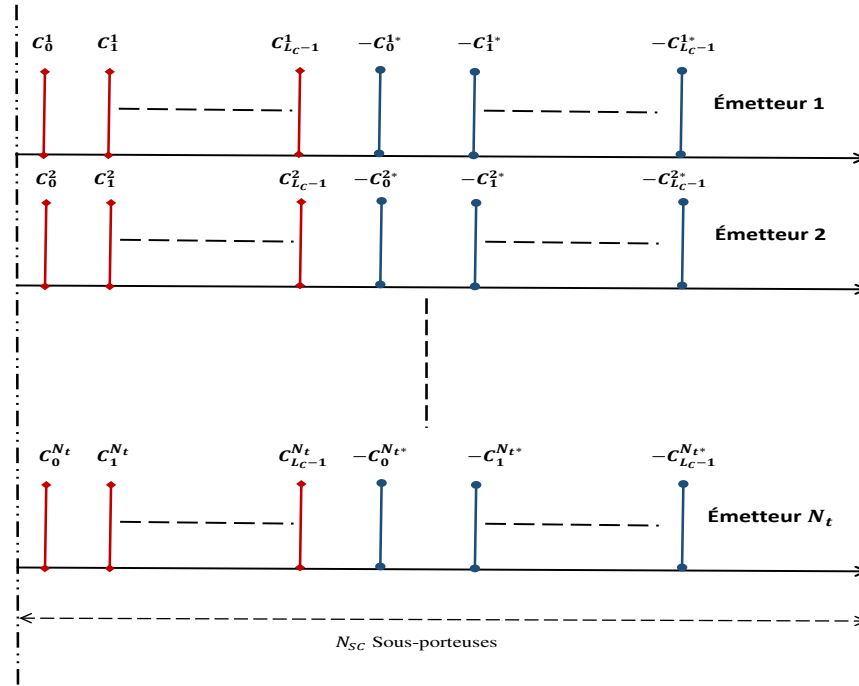


Fig. IV.9 – Schéma de préambles de synchronisation pour la $Pr_Compact_2$ dans le domaine fréquentiel sur les différentes antennes d'émission

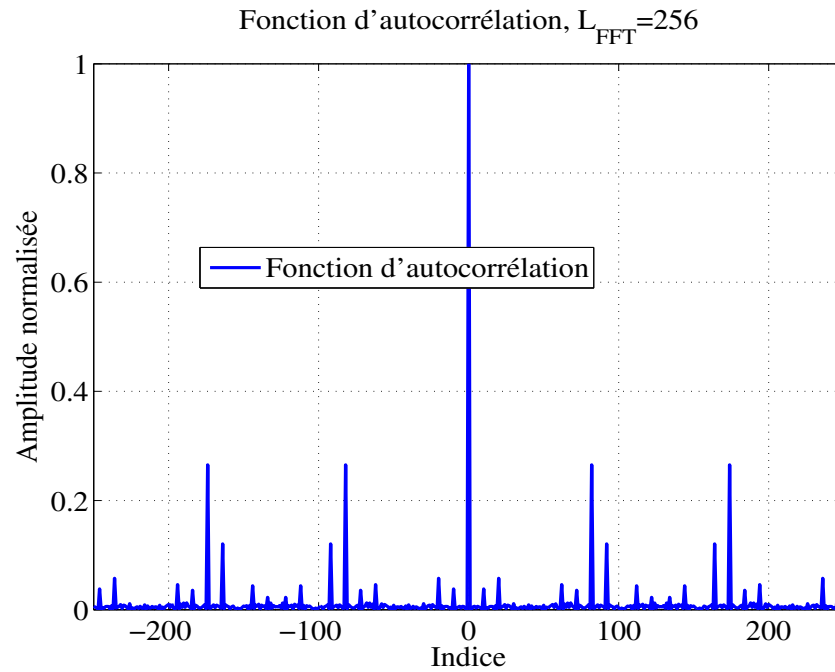


Fig. IV.10 – Fonction d'autocorrélation du préambule de $Pr_Compact_2$, $L_{FFT}=256$

IV.2. LES TECHNIQUES PROPOSÉES POUR LA SYNCHRONISATION TEMPORELLE

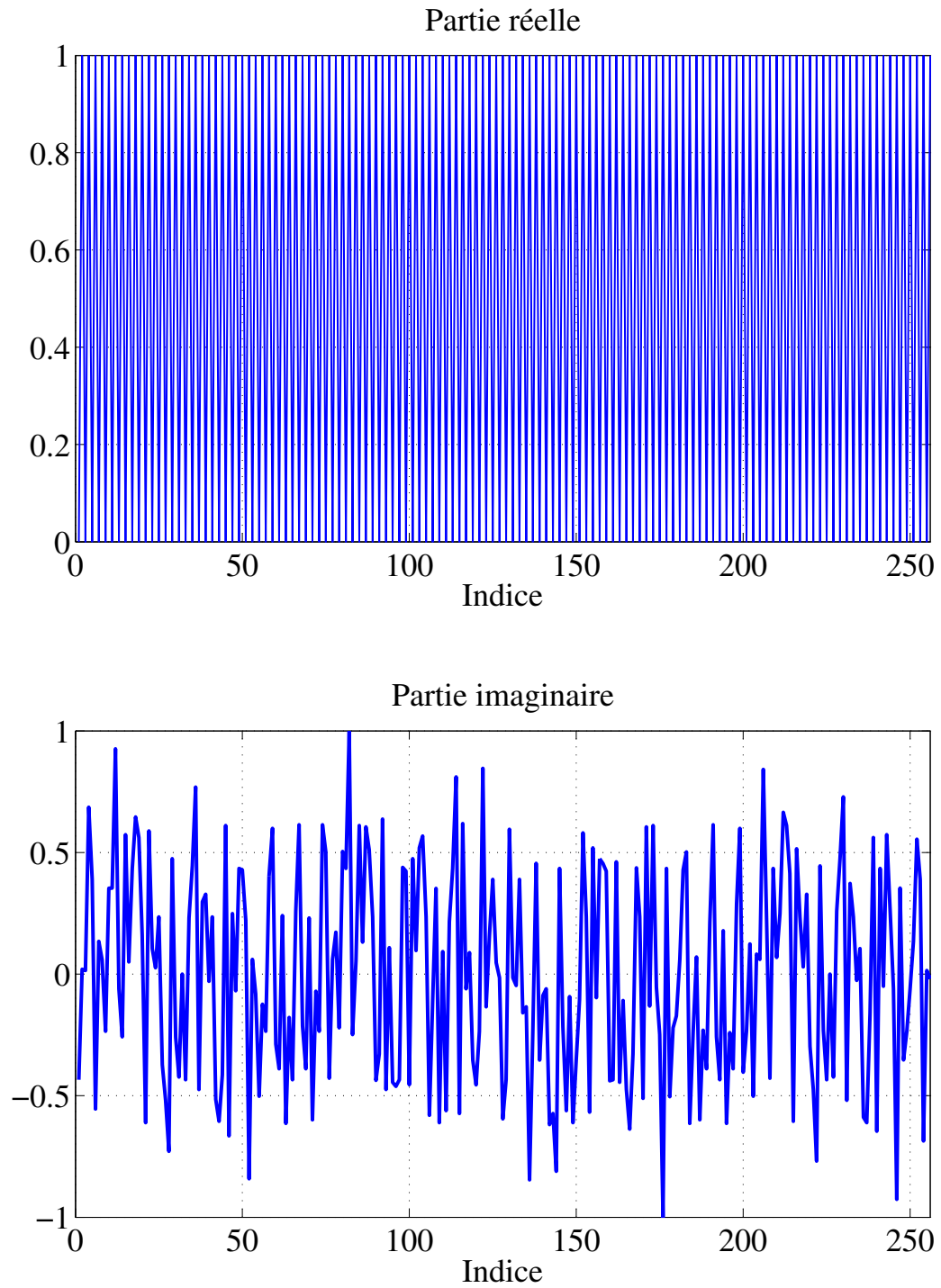


Fig. IV.11 – Représentation du préambule dans le domaine temporel de $Pr_Compact_2$, $L_{FFT} = 256$

CHAPITRE IV. LES MÉTHODES PROPOSÉES

Nous avons utilisé les mêmes séquences que celles du cas précédent (équations IV.9 et IV.10). Soit $X_u^{T_i}$ le préambule envoyé sur l'antenne d'émission T_i dans le domaine fréquentiel :

$$X_u^{T_i}(k) = \begin{cases} C^{T_i}(k) & \text{si } 0 \leq k \leq L_C - 1 \\ -C^{*T_i}(k - L_C) & \text{si } L_C \leq k \leq L_{FFT} - 1 \end{cases} \quad (\text{IV.12})$$

IV.2.2.3 Troisième structure de préambule compact (*Pr_Compact_3*)

Cette structure est inspirée de la première structure. Nous proposons de générer un préambule qui est constitué de séquences C et du conjugué de la séquence C noté C^* . Les échantillons de ces deux dernières séquences sont distribués sur les sous-porteuses paires et impaires respectivement comme indiqué dans la figure IV.12.

L'IFFT du préambule de cette structure est présentée dans la figure IV.14. L'enveloppe complexe de la partie réelle de cette structure, dans le domaine temporel, est divisée en deux parties identiques et symétriques. Comme pour la première structure (*Pc_Compact_1*), cette combinaison possède de bonnes propriétés de corrélation, permettant ainsi de détecter le pic de corrélation en réception. La fonction d'autocorrélation de ce préambule est présentée dans la figure IV.13.

Nous avons généré les séquences $C(k)$ et $C^*(k)$ selon les équations IV.13 et IV.14 respectivement :

$$C(k) = \exp\left(j\frac{\pi M k^2}{L_C}\right) = \cos\left(\frac{\pi M k^2}{L_C}\right) + j\sin\left(\frac{\pi M k^2}{L_C}\right) \quad (\text{IV.13})$$

$$C^*(k) = \exp\left(-j\frac{\pi M k^2}{L_C}\right) = \cos\left(\frac{\pi M k^2}{L_C}\right) - j\sin\left(\frac{\pi M k^2}{L_C}\right) \quad (\text{IV.14})$$

IV.2. LES TECHNIQUES PROPOSÉES POUR LA SYNCHRONISATION TEMPORELLE

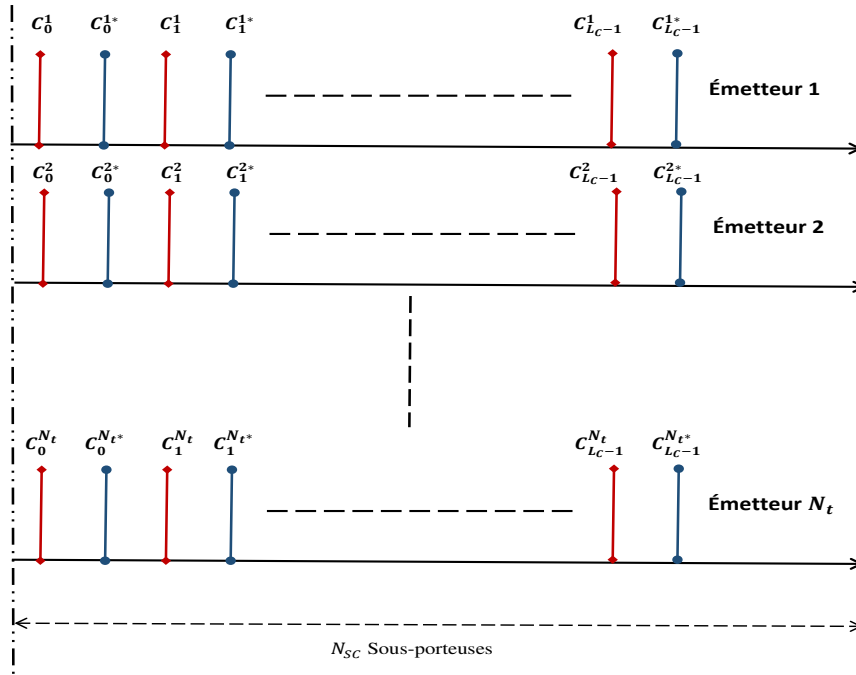


Fig. IV.12 – Schéma des préambules de synchronisation pour *Pr_Compact_3* dans le domaine fréquentiel sur les différentes antennes d'émission

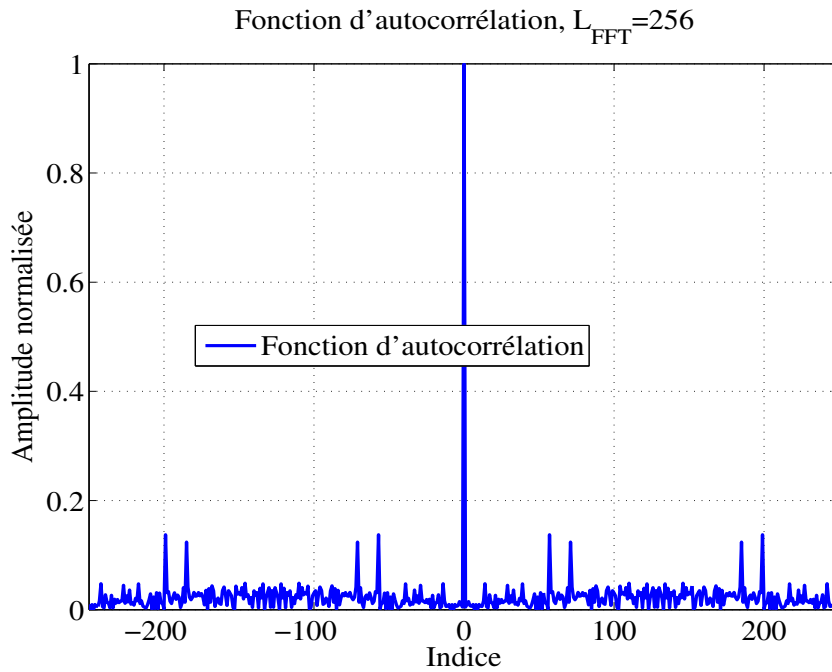


Fig. IV.13 – Fonction d'autocorrélation du préambule de *Pr_Compact_3*, $L_{FFT}=256$

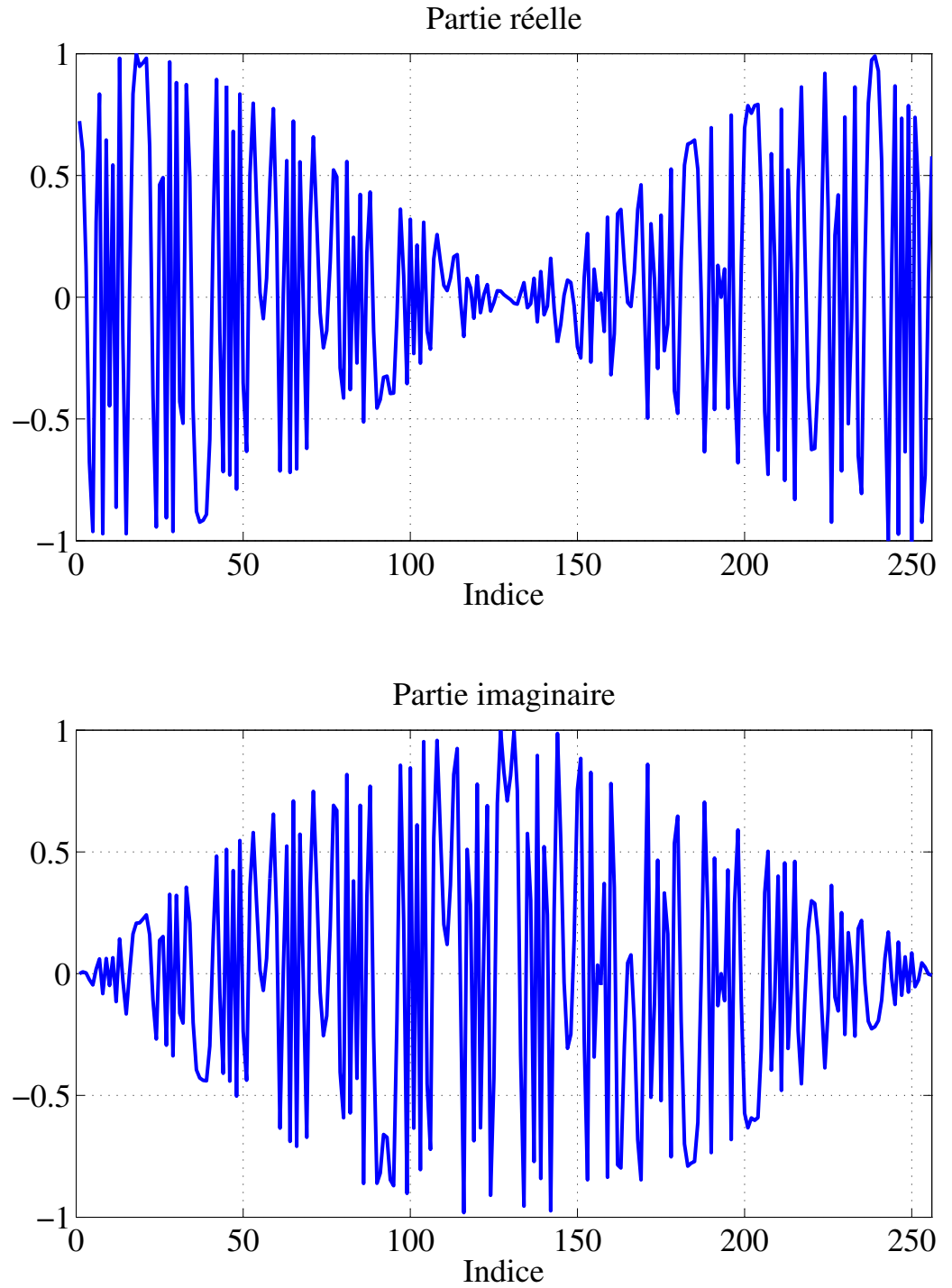


Fig. IV.14 – Représentation du préambule dans le domaine temporel de $Pr_Compact_3$, $L_{FFT} = 256$

IV.2. LES TECHNIQUES PROPOSÉES POUR LA SYNCHRONISATION TEMPORELLE

Le préambule de synchronisation de cette structure est de taille $L_{pr} = L_{FFT} + L_{CP} = 2.L_C + L_{CP}$. Soit $X_u^{T_i}$ le préambule envoyé sur l'antenne d'émission T_i dans le domaine fréquentiel :

$$X_u^{T_i}(k) = \begin{cases} C^{T_i}\left(\frac{k}{2}\right) & \text{si } k \bmod 2 = 0 \\ C'^{*T_i}\left(\frac{k-1}{2}\right) & \text{si } k \bmod 2 \neq 0 \end{cases} \quad k \in \{0, L_{FFT} - 1\} \quad (\text{IV.15})$$

IV.2.2.4 Quatrième structure de préambule compact ($Pr_Compact_4$)

Cette structure est basée sur la méthode de préambule compact $Pr_Compact_2$. Le schéma du préambule de cette structure, dans le domaine fréquentiel, est présenté dans la figure IV.15. Il est divisé en deux parties, l'une contient les échantillons de C et l'autre contient ceux de C^* . Chaque partie est de taille $\frac{L_{FFT}}{2}$, la taille totale du préambule est $L_{pr} = L_{FFT} + L_{CP} = 2.L_C + L_{CP}$.

La fonction d'autocorrélation du préambule de synchronisation dans le domaine temporel est présentée dans la figures IV.16. Dans cette figure, la fonction d'autocorrélation présente des pics secondaires d'amplitudes de 18% de la taille normalisée du pic de corrélation. Cette fonction de corrélation ne présente pas de bonnes propriétés de corrélation comme celles des méthodes de préambule compact $Pr_Compact_1$ et $Pr_Compact_3$.

Une représentation de la structure du préambule de synchronisation dans le domaine temporel est présentée dans la figure IV.17. Dans cette figure, nous avons représenté les parties réelle et imaginaire du préambule de cette structure.

CHAPITRE IV. LES MÉTHODES PROPOSÉES

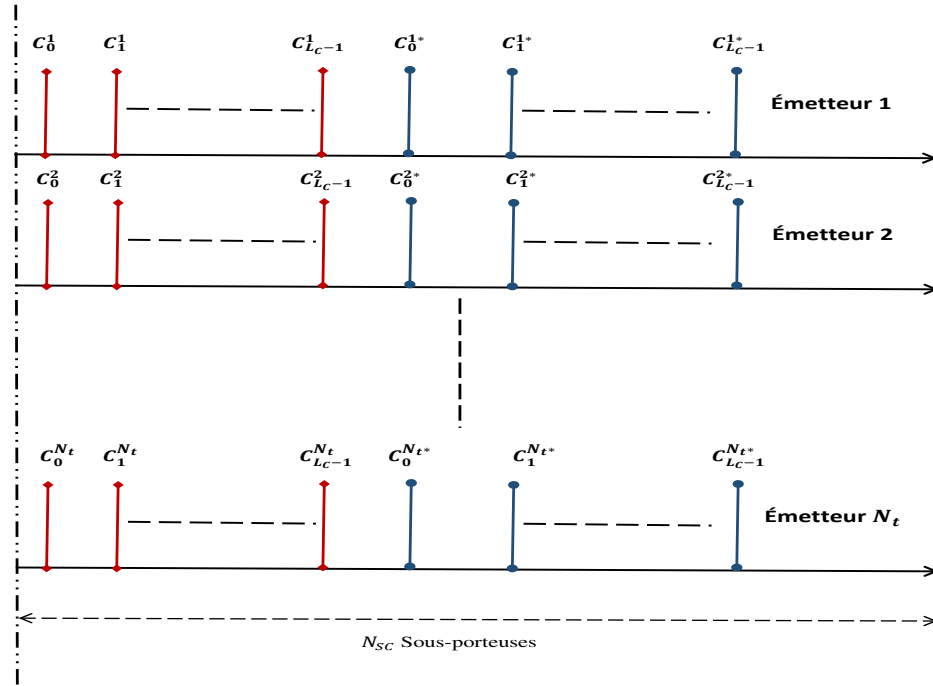


Fig. IV.15 – Schéma de préambules de synchronisation pour $Pr_Compact_4$ dans le domaine fréquentiel sur les différentes antennes d'émission

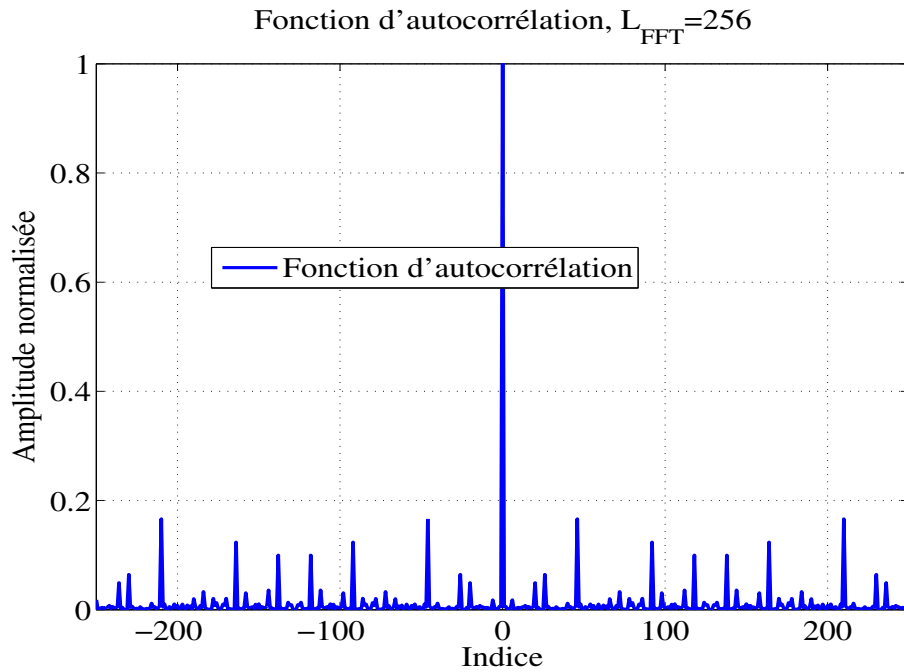


Fig. IV.16 – Fonction d'autocorrélation du préambule de $Pr_Compact_4$, $L_{FFT}=256$

IV.2. LES TECHNIQUES PROPOSÉES POUR LA SYNCHRONISATION TEMPORELLE

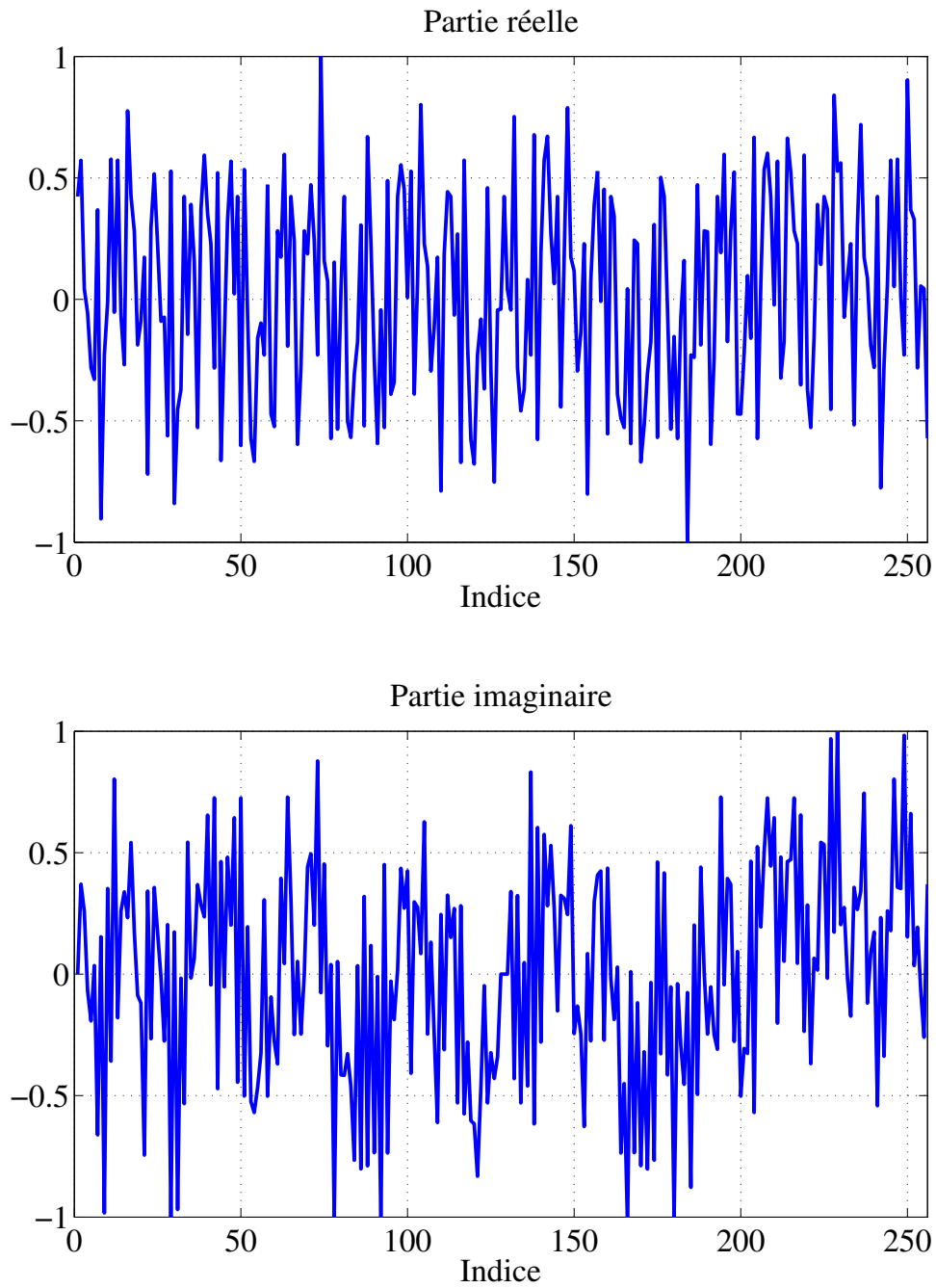


Fig. IV.17 – Représentation du préambule dans le domaine temporel de $Pr_Compact_4$, $L_{FFT} = 256$

CHAPITRE IV. LES MÉTHODES PROPOSÉES

Soit $X_u^{T_i}$ est le préambule envoyé sur l'antenne d'émission T_i dans le domaine fréquentiel. Ce préambule est exprimé par :

$$X_u^{T_i}(k) = \begin{cases} C^{T_i}(k) & \text{si } 0 \leq k \leq L_C - 1 \\ C^{*T_i}(k - L_C) & \text{si } L_C \leq k \leq L_{FFT} - 1 \end{cases} \quad (\text{IV.16})$$

IV.2.2.5 Algorithme de détection de pic de synchronisation

La méthode de préambule compact consiste à transmettre un seul préambule au début de chaque trame. Ce préambule est constitué de séquences CAZAC ayant des agencements différents. Soit $x_u^{T_i}(m)$ le résultat de l'IFFT du préambule $X_u^{T_i}$ (IV.11, IV.12, IV.15 et IV.16) qui peut être exprimé :

$$x_u^{T_i}(m) = \frac{1}{L_{FFT}} \sum_{k=0}^{L_{FFT}-1} X_u^{T_i}(k) \cdot e^{j \left(\frac{2\pi}{L_{FFT}} \right) mk}, m \in \{0, L_{FFT} - 1\} \quad (\text{IV.17})$$

La fonction d'autocorrelation du préambule de synchronisation dans le domaine temporel est donnée par :

$$\begin{aligned} \mathcal{R}_{x_u}(p) &= \sum_{m=0}^{L_{FFT}-1} (x_u(m) \cdot x_u^*(m-p)) \\ &= \frac{1}{L_{FFT}^2} \sum_{m=0}^{L_{FFT}-1} \sum_{k=0}^{L_{FFT}-1} \left[X_u(k) \cdot e^{j \left(\frac{2\pi}{L_{FFT}} \right) mk} \times X_u^*(k-p) \cdot e^{-j \left(\frac{2\pi}{L_{FFT}} \right) (m-p)k} \right] \\ &= \frac{1}{L_{FFT}^2} \sum_{m=0}^{L_{FFT}-1} \sum_{k=0}^{L_{FFT}-1} X_u(k) \cdot X_u^*(k-p) \cdot \underbrace{\left(\sum_{k=0}^{L_{FFT}-1} e^{j \left(\frac{2\pi}{L_{FFT}} \right) pk} \right)}_{=L_{FFT}} \\ &= \frac{1}{L_{FFT}} \sum_{k=0}^{L_{FFT}-1} X_u(k) \cdot X_u^*(k-p) \end{aligned} \quad (\text{IV.18})$$

IV.2. LES TECHNIQUES PROPOSÉES POUR LA SYNCHRONISATION TEMPORELLE

Dans l'équation IV.18, nous trouvons que la fonction d'autocorrélation du préambule dans le domaine temporel est équivalente à celle dans le domaine fréquentiel, ce qui montre les bonnes propriétés de ces différentes structure.

Soit $r_j(t)$ le signal reçu sur l'antenne R_j . Ce signal peut être exprimé par :

$$r_j(t) = \sum_{i=1}^{N_t} \sum_{l=1}^L \left(h_{ij}^l(t) * s_i(t) \right) + w_j(t) \quad (\text{IV.19})$$

où h_{ij}^l est un canal à L trajets multiples entre l'antenne d'émission T_i et celle de la réception R_j , $s_i(t)$ est le signal OFDM transmis et w_j est le bruit blanc additif Gaussien (AWGN) du signal.

A la réception, une séquence locale seq_j , de taille L_C , peut être générée selon la configuration de préambule retenue sur chaque antenne de réception R_j . La fonction de corrélation \mathcal{R} est réalisée entre le signal reçu r_j et la séquence locale seq_j . Cette fonction de corrélation, dans le cas d'une séquence locale, est donnée par :

$$\mathcal{R}_{r_j, seq_j}(k) = \sum_{n=0}^{L_{FFT}-1} \left(r_j(k).seq_j^*(n+k) \right) \quad (\text{IV.20})$$

où k est l'indice de l'échantillon correspondant à l'indice temporel.

La synchronisation temporelle est estimée par le terme \hat{ind}_k . Ce terme est donné par :

$$\hat{ind}_k = \underset{n}{\operatorname{argmax}} \{ \|\mathcal{R}_{r_j, seq_j}(k)\| \} \quad (\text{IV.21})$$

CHAPITRE IV. LES MÉTHODES PROPOSÉES

Le \hat{ind}_k représente l'estimation de la synchronisation temporelle avec k donnant l'indice de début de la trame reçue. Le début du premier symbole OFDM est obtenu par le placement relatif de la fenêtre de la FFT.

IV.2.3 Méthodes de zéro padding

La méthode de zéro padding consiste à diviser le préambule en quatre parties identiques. La taille de chaque partie L_C est égale à la taille du CP :

$$L_C = L_{CP} = \frac{L_{FFT}}{4}$$

Pour les quatre parties, nous pouvons transmettre les séquences de synchronisation dans une ou deux parties. Les autres parties sont mises à zéro. En se basant sur cette approche, nous proposons les deux méthodes suivantes :

IV.2.3.1 Première structure de zéro padding (Z_Pad_1)

Cette structure repose sur une des structures qui sont présentées dans la partie IV.2.3. La structure générale du préambule dans le domaine fréquentiel est représentée dans la figure IV.18.

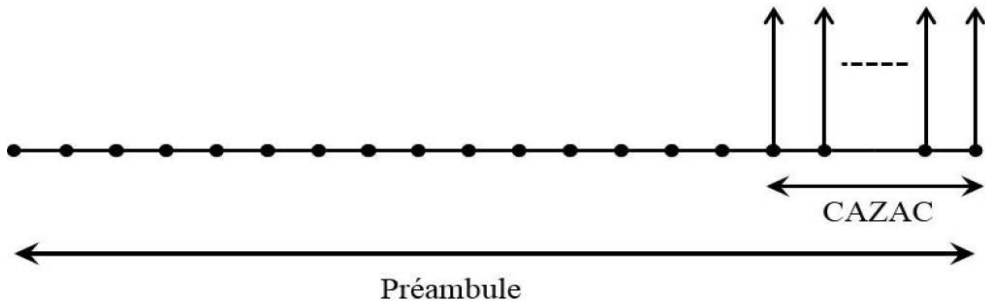


Fig. IV.18 – Schéma général du préambule de synchronisation de la Z_Pad_1 dans le domaine fréquentiel

IV.2. LES TECHNIQUES PROPOSÉES POUR LA SYNCHRONISATION TEMPORELLE

Dans cette configuration, une seule partie contient une séquence de synchronisation de type CAZAC et de taille L_C . Les autres parties contiennent des zéros. Un CP de taille L_{CP} est ajouté, dans le domaine temporel, au début de la séquence de synchronisation. La taille du préambule est :

$$L_{pr} = 4.L_C + L_{CP} = 5.L_C$$

La structure générale sur les différentes antennes d'émission dans un système MIMO-OFDM est présentée dans la figure IV.19.

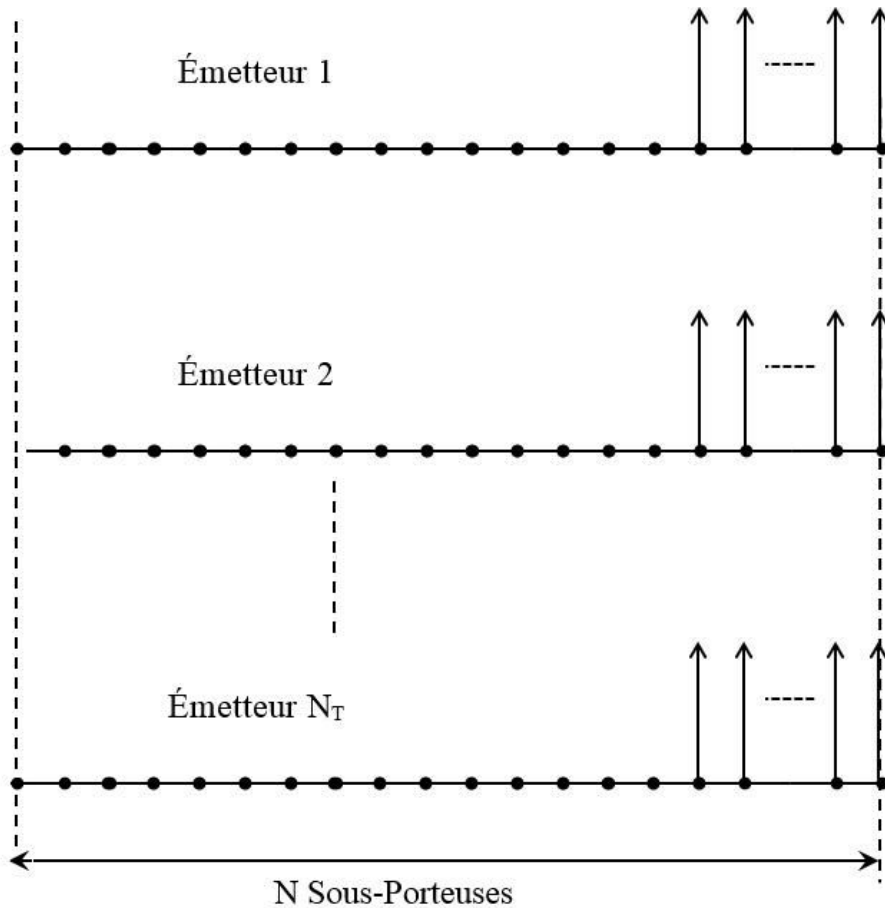


Fig. IV.19 – Schéma de préambules de synchronisation de Z_Pad_1 dans le domaine fréquentiel sur les différentes antennes d'émission

CHAPITRE IV. LES MÉTHODES PROPOSÉES

L'équation du préambule dans le domaine fréquentiel ($X_u^{T_i}$) peut être exprimée par :

$$X_u^{T_i}(k) = \begin{cases} 0 & si \quad 0 \leq k \leq \frac{3L_{FFT}}{4} - 1 \\ C^{T_i}(k - \frac{3L_{FFT}}{4}) & si \quad \frac{3L_{FFT}}{4} \leq k \leq L_{FFT} - 1 \end{cases} \quad (IV.22)$$

La fonction d'autocorrélation du préambule de synchronisation de cette structure est présentée dans la figure IV.20. Cette fonction présente de bonnes propriétés de corrélation, ces propriétés assurent de bonnes estimation de trame au niveau des récepteurs.

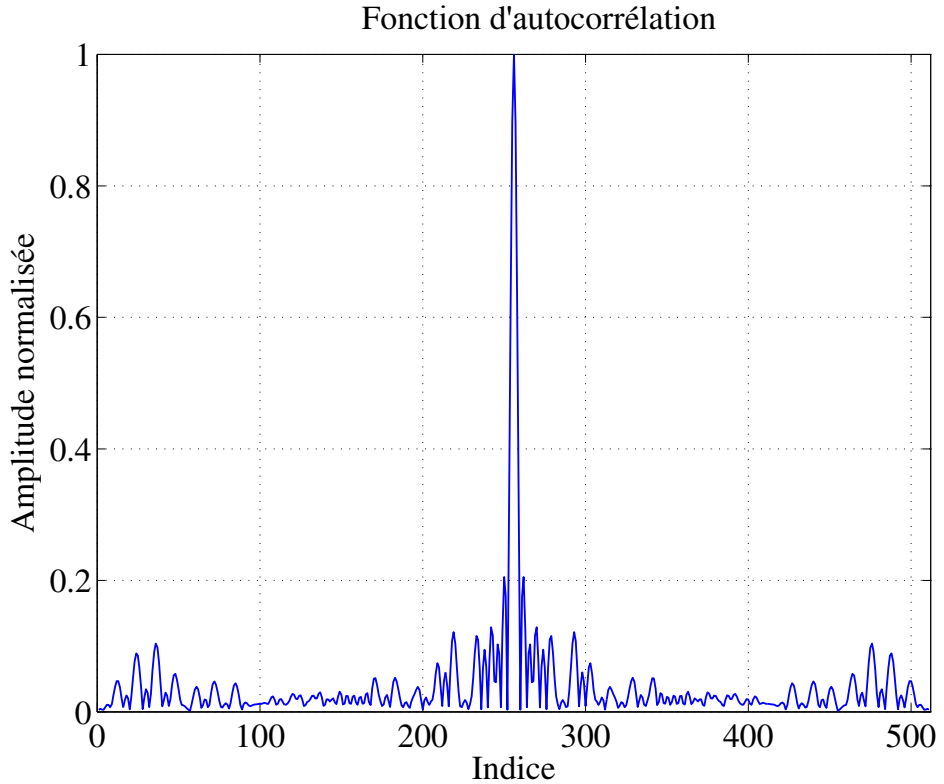


Fig. IV.20 – Fonction d'autocorrélation de la Z_Pad_1 , $L_{FFT}=256$

IV.2. LES TECHNIQUES PROPOSÉES POUR LA SYNCHRONISATION TEMPORELLE

A la réception, une fonction de corrélation entre le signal reçu et une séquence locale de taille L_{FFT} ou bien de taille $L_{FFT} + L_{CP}$ est appliquée pour estimer le début de trames reçues.

La figure IV.21 représente les parties réelle et imaginaire de la structure du préambule de synchronisation dans le domaine temporel.

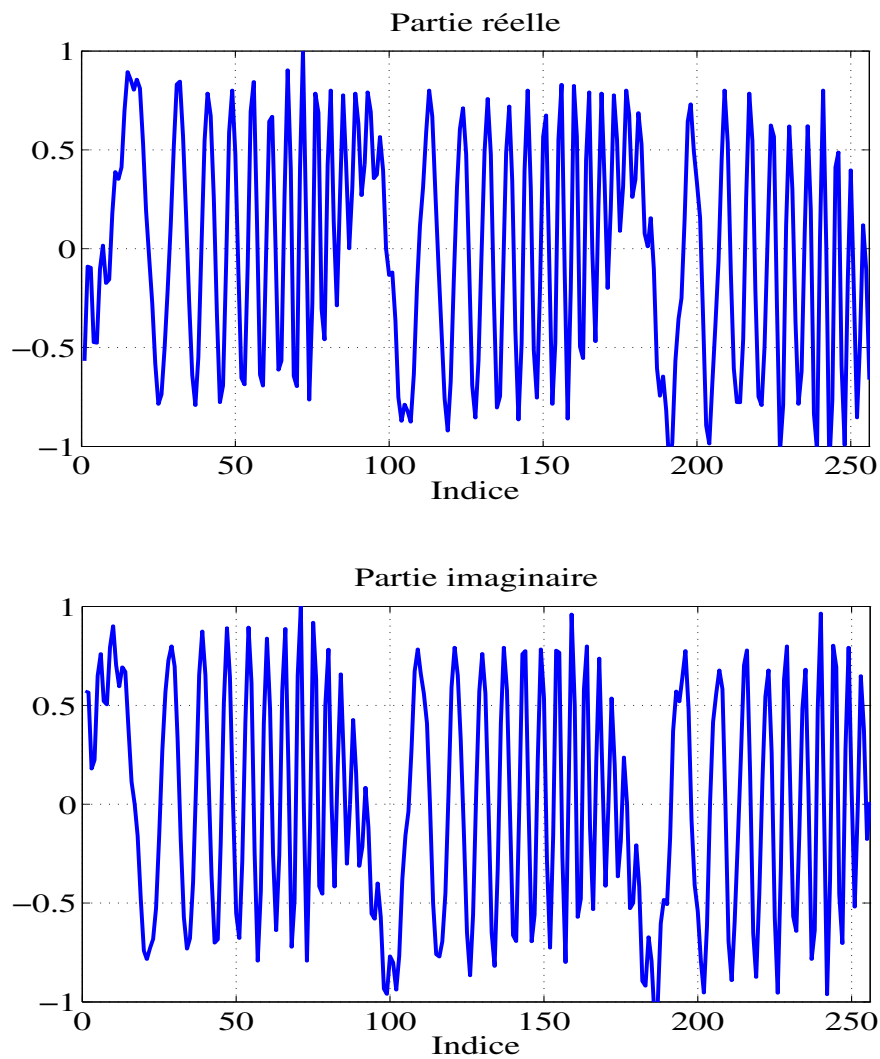


Fig. IV.21 – Représentation du préambule dans le domaine temporel de Z_{Pad_1} , $L_{FFT} = 256$

CHAPITRE IV. LES MÉTHODES PROPOSÉES

IV.2.3.2 Deuxième méthode de zéro padding (Z_Pad_2)

Cette structure utilise le zéro padding de façon quelque peu différente. Le préambule est divisé en quatre parties, deux d'entre elles contiennent les séquences de synchronisation, les deux autres sont à zéro. La structure de préambule est donnée dans la figure IV.22. La figure IV.23 représente la structure générale des préambules sur les différentes antennes d'émission.

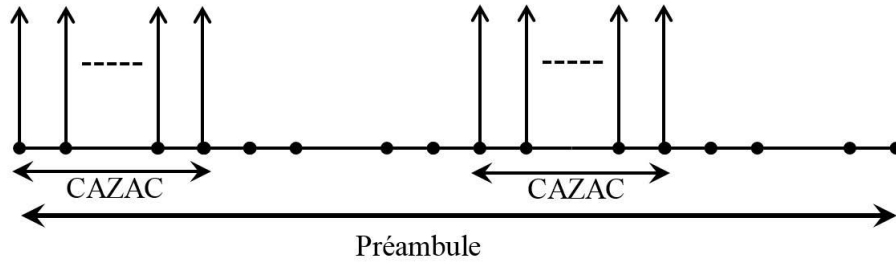


Fig. IV.22 – Schéma général du préambule de synchronisation de Z_Pad_2 dans le domaine fréquentiel

Soit $X_u^{T_i}$ le préambule envoyé sur l'antenne d'émission T_i dans le domaine fréquentiel :

$$X_u^{T_i}(k) = \begin{cases} C^{T_i}(k) & si \quad 0 \leq k \leq \frac{L_{FFT}}{4} - 1 \\ C^{T_i}(k - \frac{L_{FFT}}{2}) & si \quad \frac{L_{FFT}}{2} \leq k \leq \frac{3L_{FFT}}{2} - 1 \\ 0 & si \quad \begin{cases} \frac{L_{FFT}}{4} \leq k \leq \frac{L_{FFT}}{2} - 1 \\ \frac{3L_{FFT}}{2} \leq k \leq L_{FFT} - 1 \end{cases} \end{cases} \quad (IV.23)$$

La figure IV.24 représente la fonction d'autocorrélation du préambule de synchronisation. Cette fonction de corrélation présente d'autres pics secondaires. La figure IV.25 présente l'enveloppe des parties réelles et complexes du préambule dans le domaine temporel.

IV.2. LES TECHNIQUES PROPOSÉES POUR LA SYNCHRONISATION TEMPORELLE

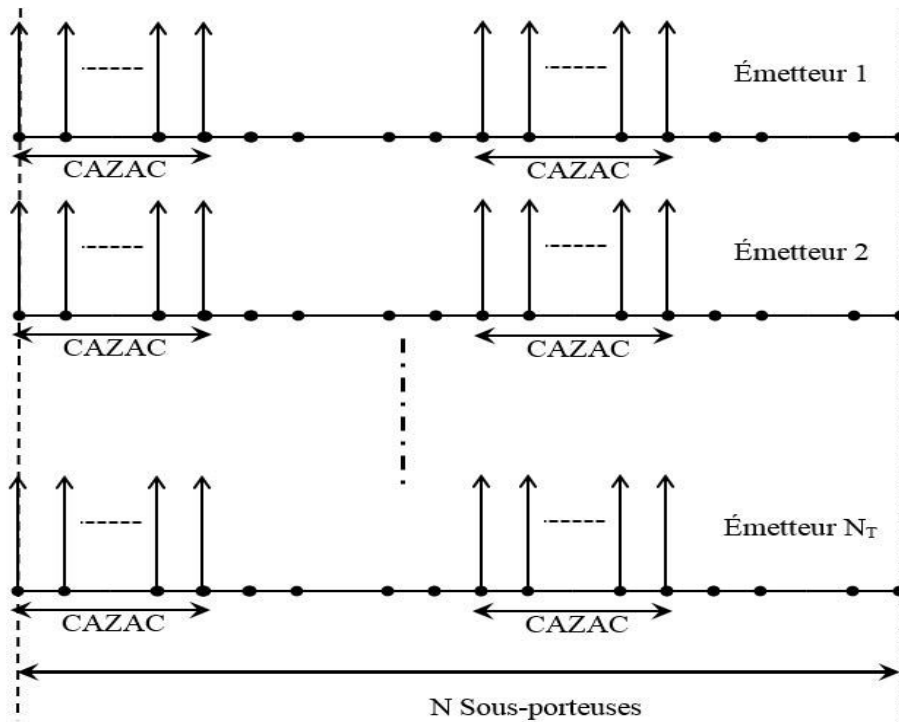


Fig. IV.23 – Schéma de préambules de synchronisation de Z_Pad_2 dans le domaine fréquentiel sur les différentes antennes d'émission

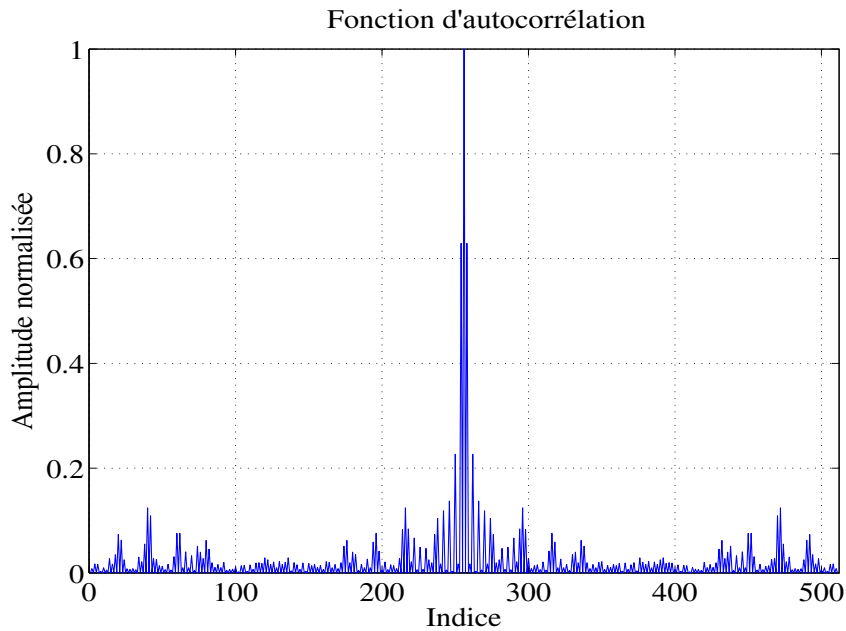


Fig. IV.24 – Fonction de corrélation de la Z_Pad_2 , $L_{FFT} = 256$

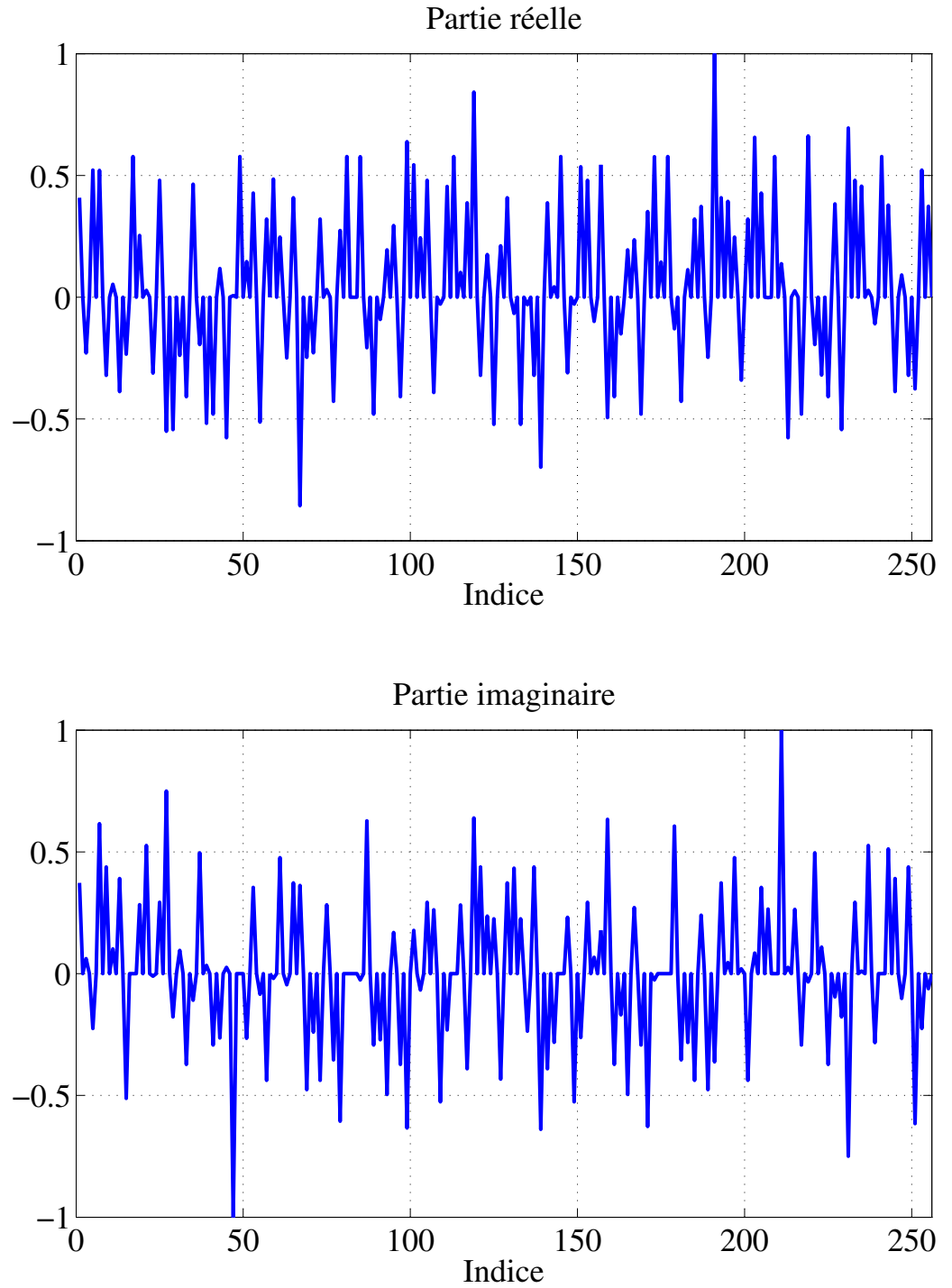


Fig. IV.25 – Représentation du préambule dans le domaine temporel de Z_Pad_2 , $L_{FFT} = 256$

IV.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé plusieurs méthodes pour la synchronisation temporelle où un préambule de synchronisation est ajouté au début de chaque trame de symboles OFDM. Ces différentes méthodes sont basées sur différentes séquences comme les séquences d'Hadamard et les séquences CAZAC qui ont de bonnes propriétés de corrélation.

A la réception, une fonction d'autocorrélation ou d'intercorrélation est appliquée pour estimer le pic de la synchronisation en temporel. Dans le cas d'un canal à trajets multiples, après la corrélation, nous obtenons plusieurs pics de corrélation. Dans le chapitre V nous étudions les performances des méthodes proposées dans ce chapitre.

CHAPITRE IV. LES MÉTHODES PROPOSÉES

Bibliographie

- [1] V. Tarokh, A. Naguib, N. Seshadri, and A. Calderbank, “Space-time codes for high data rate wireless communication : performance criteria in the presence of channel estimation errors, mobility, and multiple paths,” *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 47, pp. 199 –207, Feb 1999.
- [2] S. Alamouti, “A simple transmit diversity technique for wireless communications,” *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 16, pp. 1451–1458, Oct 1998.
- [3] A. Rachini, A. Beydoun, F. Nouvel, and B. Beydoun, “Timing synchronisation method for mimo-ofdm system using orthogonal preamble,” in *Telecommunications (ICT), 2012 19th International Conference on*, pp. 1–5, 2012.
- [4] R. Frank, S. Zadoff, and R. Heimiller, “Phase shift pulse codes with good periodic correlation properties (corresp.),” *Information Theory, IRE Transactions on*, vol. 8, pp. 381 –382, October 1962.
- [5] D. Chu, “Polyphase codes with good periodic correlation properties (corresp.),” *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 18, no. 4, pp. 531–532, 1972.
- [6] P. Fan and M. Darnell, *Sequence Design for Communications Applications*. John Wiley & Sons Ltd., 1996.
- [7] A. Rachini, A. Beydoun, F. Nouvel, and B. Beydoun, “A novel compact preamble structure for timing synchronization in mimo-ofdm systems using cazac sequences,” in *International Conference on Communications, Computation, Networks and Technologies (INNOV)*, pp. 1–6, 2013.

CHAPITRE IV. LES MÉTHODES PROPOSÉES

CHAPITRE V

LES RÉSULTATS DE SIMULATION

Sommaire

V.1	Simulation des méthodes de préambule court	110
V.1.1	Paramètres de simulations	110
V.1.2	Résultats de simulations de <i>Pr_Court_1</i>	111
V.1.3	Résultats de simulations de <i>Pr_Court_2</i>	116
V.2	Simulation des méthodes de préambule compact	119
V.2.1	Paramètres de simulations	120
V.2.2	Résultats de simulations de la méthode de préambule compact	121
V.2.3	Les performances de la méthode de préambule compact	134
V.3	Résultats de simulations des méthodes de zéro padding . .	137
V.3.1	Résultats de simulations de <i>Z_Pad_1</i>	137
V.3.2	Résultats de simulations de <i>Z_Pad_2</i>	140
V.4	Conclusion	144

CHAPITRE V. LES RÉSULTATS DE SIMULATION

Après avoir décrit les différentes méthodes dans le chapitre IV, nous allons évaluer leurs performances et les comparer avec d'autres méthodes proposées dans la littérature. Les méthodes sont évaluées en terme de probabilité d'acquisition de synchronisation et selon le rapport signal à bruit (SNR).

V.1 Simulation des méthodes de préambule court

La méthode de préambule court, présentée dans la section IV.2.1 est évaluée avec différentes séquences. Les paramètres et les résultats de simulation de cette méthode proposant deux structures sont présentés dans les sections suivantes :

V.1.1 Paramètres de simulations

Les paramètres de simulation de cette méthode sont précisés dans les deux tableaux V.1 et V.2. Certains paramètres sont utilisés dans le système LTE (Long Term Evolution) [1], comme le délai entre les différents trajets multiples et la puissance de chaque trajet.

Tableau. V.1 – Paramètres de simulation de la méthode de préambule court

Paramètre de simulation	Valeur
MIMO-OFDM	2×2
Taille de FFT/IFFT	1024
Taille de l'intervalle de garde (CP)	$L_{CP} = L_{FFT}/4 = 256$
Type du canal	Rayleigh à trajets-multiples et AWGN
Type de séquences de synchronisation	Hadamard, CAZAC, Gold et ZCZ
Taille du code dans chaque séquence de synchronisation (L_C)	512
Nombre de trajets-multiples	9

V.1. SIMULATION DES MÉTHODES DE PRÉAMBULE COURT

Tableau. V.2 – Puissance moyenne et délai du canal de propagation (méthodes de préambule court)

Délai de propagation entre les différents trajets-multiples en microsecondes [1]	[0.0, 0.03, 0.15, 0.31, 0.37, 0.71, 1.09, 1.73, 2.51]
La puissance de chaque trajet multiple en dB [1]	[0.0, -1.5, -1.4, -3.6, -0.6, -9.1, -7.0, -12.0, -16.9]

V.1.2 Résultats de simulations de Pr_Court_1

Cette structure consiste à envoyer un préambule qui est composé de différentes séquences courtes (Hadamard, CAZAC, ZCZ, TCH et Gold). Cette structure de préambule de synchronisation est présentée dans la figure V.1.

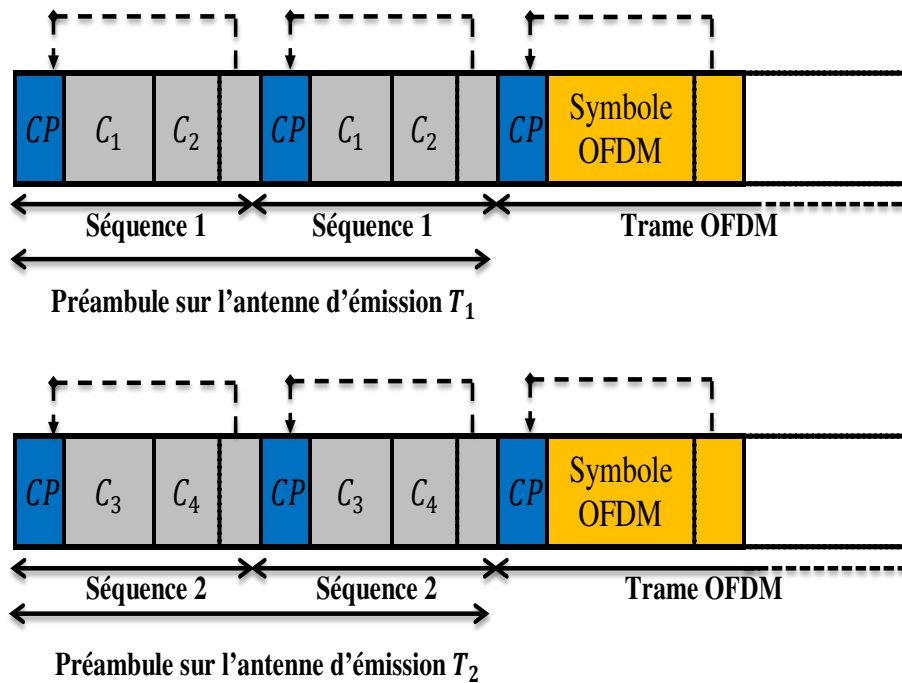


Fig. V.1 – Préambules de synchronisation pour un système 2×2 (Pr_Court_1)

Nous avons simulé la méthode Pr_Court_1 avec les séquences d'Hadamard, CAZAC, ZCZ pour un système MIMO-OFDM 2×2 .

CHAPITRE V. LES RÉSULTATS DE SIMULATION

V.1.2.1 Simulation avec les séquences d'Hadamard

La première méthode proposée dans la section IV.2.1.1, figure V.1, a été simulée en utilisant les paramètres résumés dans les deux tableaux V.1 et V.2. Afin de comparer les performances de notre méthode avec la proposition de W. Jian [2], des simulations ont été réalisées avec une longueur de FFT égale à 1024. La figure V.2 présente une comparaison entre la probabilité d'acquisition de synchronisation de ces deux méthodes.

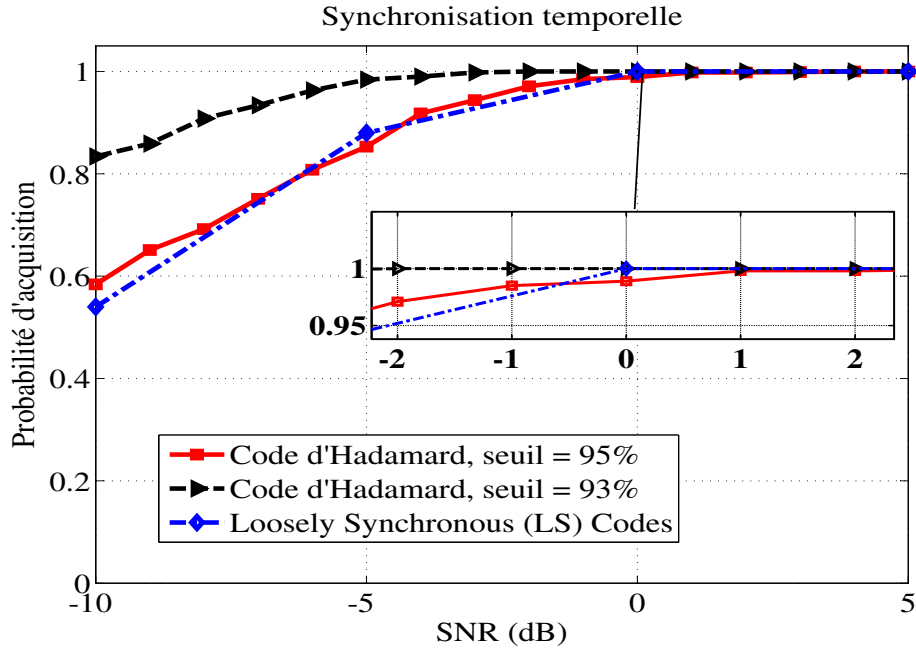


Fig. V.2 – Probabilité d'acquisition de la synchronisation temporelle de méthode de pré-ambule court Pr_{Court_1}

Nous pouvons remarquer que toutes les trames OFDM peuvent être récupérées avec un rapport signal à bruit (SNR) $-5 \text{ dB} \leq SNR \leq 0 \text{ dB}$ pour la méthode Pr_{Court_1} avec un seuil de détection égale à 95% du seuil normalisé, tandis que l'acquisition de probabilité de synchronisation P_{SYNC} de la méthode proposée dans [2] utilisant les codes Loosely Synchronous (LS) permet la détection des trames OFDM à partir d'un $SNR \geq 0 \text{ dB}$.

V.1. SIMULATION DES MÉTHODES DE PRÉAMBULE COURT

V.1.2.2 Simulation avec d'autres séquences

Dans cette section, la structure de préambule et les paramètres de simulation sont identiques au cas précédent, seules les séquences et seuils de détection diffèrent.

Les figures V.3 et V.4 permettent de comparer l'efficacité de différentes séquences (Hadamard, CAZAC, Gold et ZCZ), qui sont décrites dans le chapitre III. Dans la figure V.3, le seuil de détection est fixé à 96%. La probabilité de synchronisation temporelle $P_{SYNC} = 99\%$ pour un SNR de -2 dB pour les séquences d'Hadamard et CAZAC. La $P_{SYNC} = 98\%$ pour un SNR de 0 dB pour les séquences de Gold et ZCZ. Les résultats de simulation de séquences d'Hadamard et CAZAC présentent de bonnes performances par rapport aux autres différentes séquences.

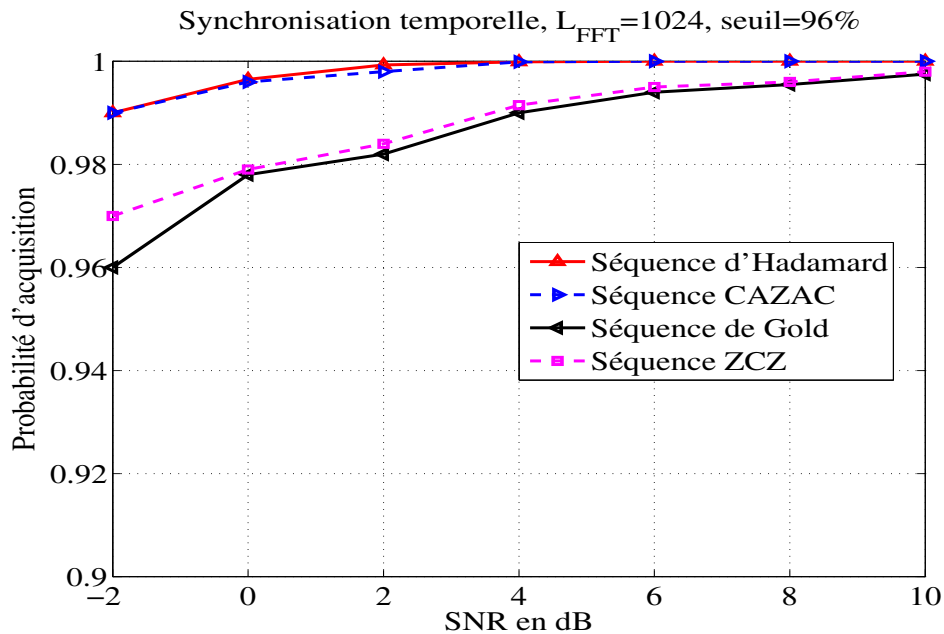


Fig. V.3 – Probabilité d'acquisition de la synchronisation temporelle en fonction de SNR et un seuil de détection à 96%, de méthode de préambule court Pr_Court_1

CHAPITRE V. LES RÉSULTATS DE SIMULATION

Dans la figure V.4, le seuil de détection est fixé à 97%. La $P_{SYNC} > 99\%$ pour un SNR de 2 dB pour les deux types de séquences Hadamard et CAZAC. La $P_{SYNC} = 98\%$ pour le même SNR pour les séquences de Gold et ZCZ. Dans cette figure, nous trouvons que les séquences Hadamard et CAZAC sont plus performantes par rapport aux séquences de Gold et ZCZ.

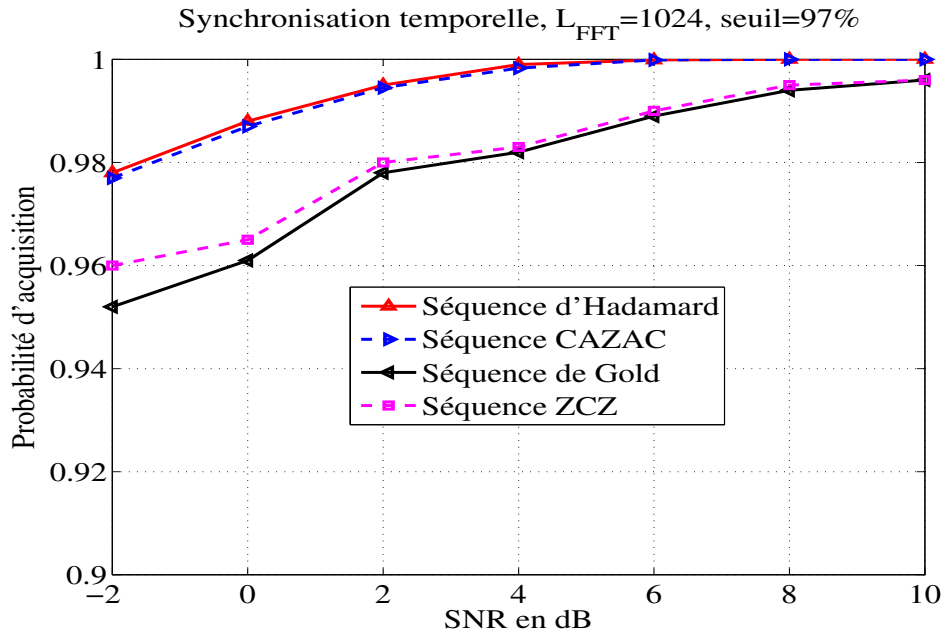


Fig. V.4 – Probabilité d'acquisition de la synchronisation temporelle en fonction de SNR et un seuil de détection à 97%, de méthode de préambule court Pr_Court_1

Le CP inséré au début de chaque préambule de synchronisation permet de compenser les interférences entre symboles et d'augmenter l'efficacité de la probabilité de l'acquisition de synchronisation temporelle (P_{SYNC}) en réception. A la réception une fonction de corrélation est appliquée entre le signal reçu (r_j) et une séquence locale. Deux approches ont été présentée, la première consiste à corrélérer r_j avec une séquence locale qui contient un CP, et l'autre consiste à corrélérer r_j avec une séquence locale qui ne contient le CP. Les figures V.5 et V.6 représentent une comparaison entre les performances de séquences d'Hadamard et CAZAC pour ces deux approches pour différents seuil de détection.

V.1. SIMULATION DES MÉTHODES DE PRÉAMBULE COURT

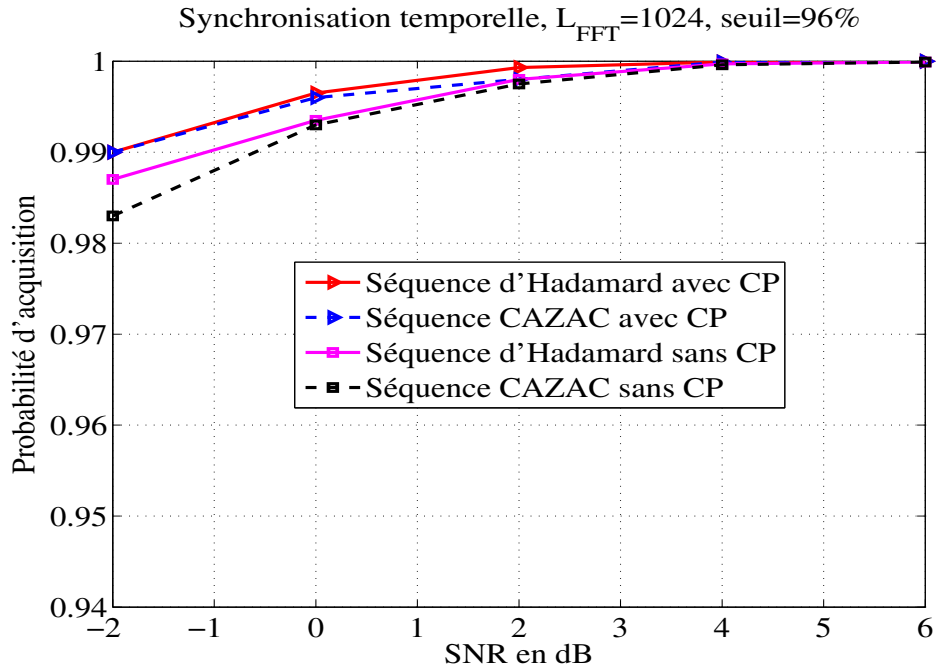


Fig. V.5 – Probabilité d’acquisition de la synchronisation temporelle en fonction de SNR et un seuil de détection à 96%, de méthode de préambule court Pr_Court_1

Ces résultats de simulations montrent que la P_{SYNC} est plus grande si la corrélation est effectuée entre le signal reçu (r_j) et une séquence locale augmentée d’un CP (séquence locale + le CP).

Les notations sur les figures :

sequenceX avec CP : corrélation du signal reçu (r_j) et une séquence locale (seq_j) avec le CP.

sequenceX sans CP : corrélation du signal reçu (r_j) et une séquence locale (seq_j) sans le CP.

où $sequenceX \in \{Hadamard, CAZAC\}$

CHAPITRE V. LES RÉSULTATS DE SIMULATION

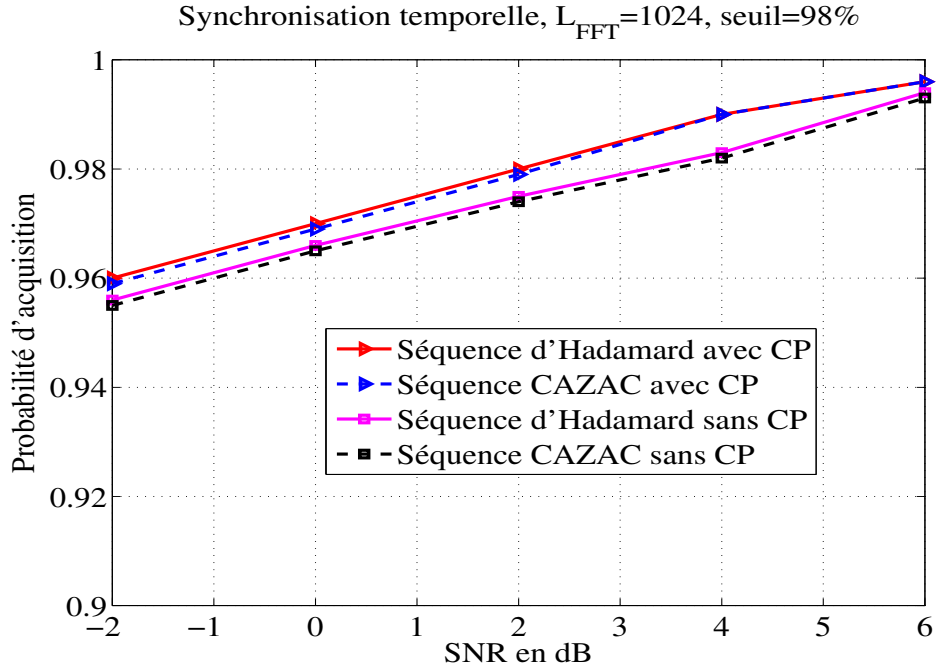


Fig. V.6 – Probabilité d’acquisition de la synchronisation temporelle en fonction de SNR et un seuil de détection à 98%, de méthode de préambule court Pr_Court_1

V.1.3 Résultats de simulations de Pr_Court_2

La deuxième méthode proposée dans la section IV.2.1.2 a été simulée en utilisant les mêmes paramètres les tableaux V.1 et V.2 mais avec un seul symbole de synchronisation. Les résultats de simulation de cette méthode sont présentés dans la figure V.7.

Dans cette figure, nous comparons les performances de séquences d’Hadamard et CAZAC. Le seuil de détection est fixé à 91%. La $P_{SYNC} = 1$ à un $SNR \geq -5$ dB pour les séquences d’Hadamard et la $P_{SYNC} = 1$ à un $SNR \geq -4$ dB pour les séquences CAZAC.

Cette approche est comparée avec la méthode proposée dans [3]. La figure V.7 montre la probabilité d’acquisition pour la synchronisation temporelle en fonc-

V.1. SIMULATION DES MÉTHODES DE PRÉAMBULE COURT

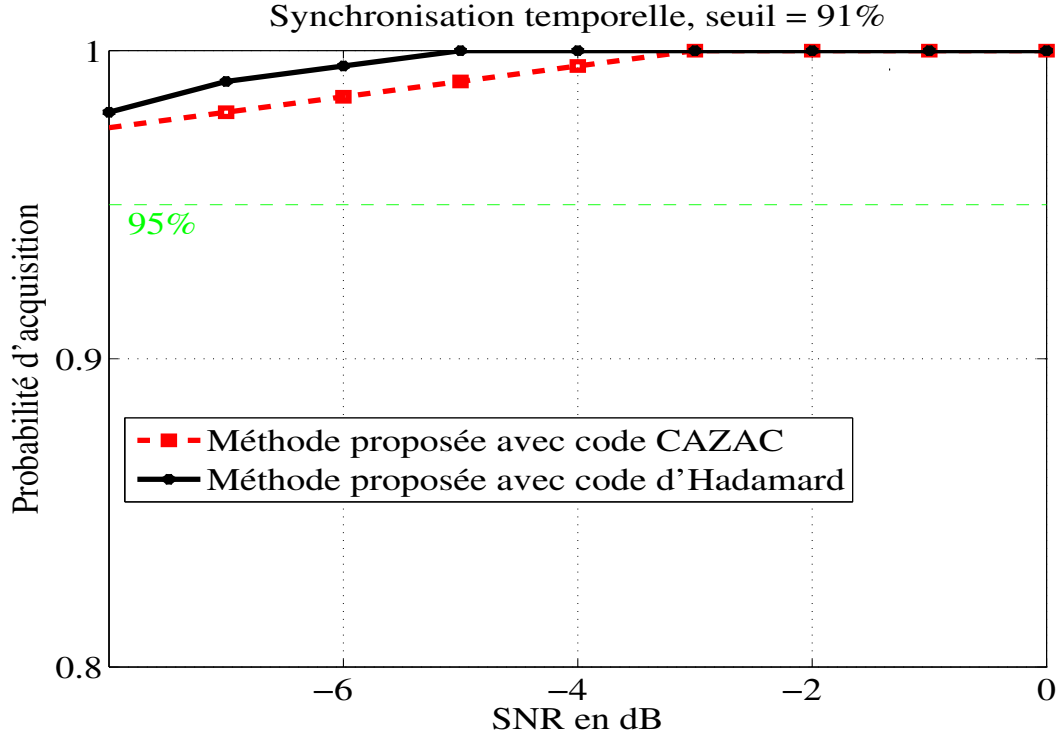


Fig. V.7 – Probabilité d’acquisition de la synchronisation temporelle dans un canal de à trajets-multiples + AWGN, seuil = 91%, de méthode de préambule court Pr_Court_2

tion du SNR dans un canal de Rayleigh à trajets multiples (différent du modèle de canal utilisé en LTE) et un canal AWGN. Le seuil de détection du pic de synchronisation est fixé à 89% du pic de corrélation normalisée.

Il est remarqué, dans [3], que la probabilité d’acquisition de la synchronisation temporelle est égale à 1 pour un $SNR \geq -5$ dB, tandis que dans notre approche, la probabilité d’acquisition de la synchronisation temporelle est égale à 1 à partir d’un $SNR \geq -6$ dB pour les séquences d’Hadamard et la $P_{SYNC} = 1$ à partir d’un $SNR \geq -4$ dB pour les séquences CAZAC. Si le seuil de détection est ramené à 89%, la probabilité d’acquisition de la synchronisation temporelle peut être plus efficace pour une faible valeur de SNR comme le montre la figure V.8.

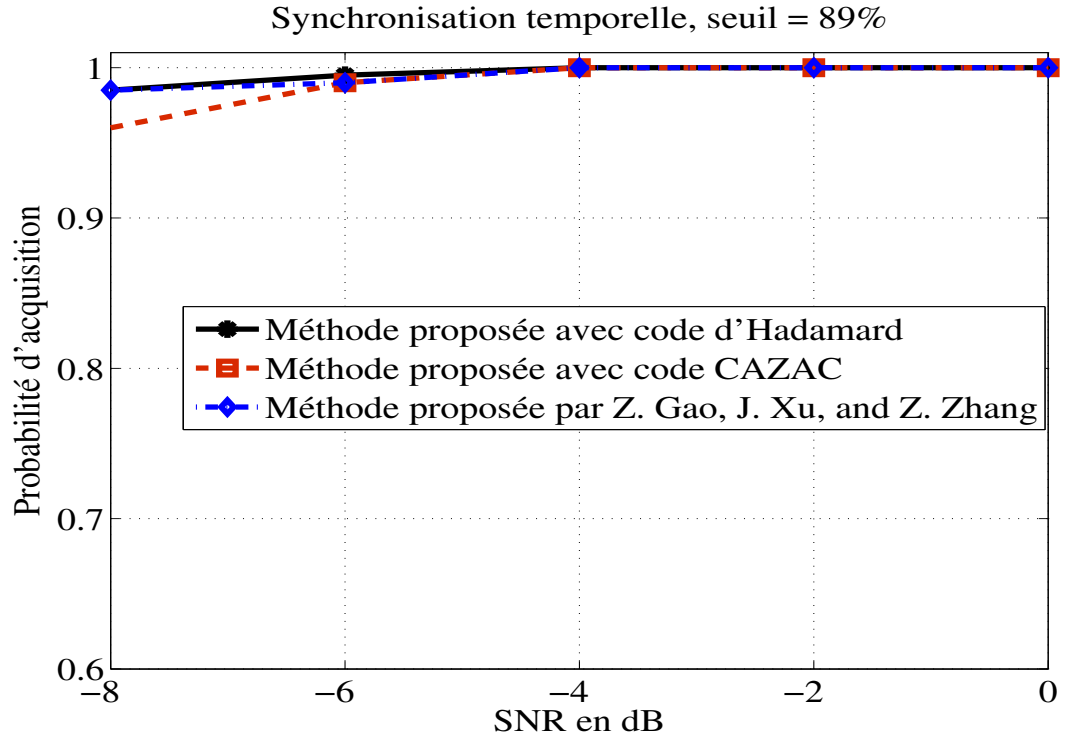


Fig. V.8 – Probabilité d’acquisition de la synchronisation temporelle dans un canal à trajets multiples + AWGN, seuil = 89%, de méthode de préambule court *Pr_Court_2*

La figure V.9 représente une comparaison de performance de différentes séquences de synchronisation pour différents seuils de détection. Soient les quatres types de séquence, CAZAC, Hadamard, Gold et ZCZ, sont simulées avec les deux différents seuils de détection, 96% et 97%. Dans cette figure, nous remarquons que pour un seuil de détection égal à 96%, les séquences CAZAC et Hadamard présentent une synchronisation parfaite à partir d’un $SNR \geq 4\text{ dB}$, autrement, à partir d’un $SNR \geq 6\text{ dB}$, ces deux séquences présentent une synchronisation parfaite pour un seuil de détection égal à 96%.

Dans la même figure, nous trouvons que les autres types de séquences, Gold et ZCZ, présentent de bonnes performances pour les deux différents seuils de détection, 96% et 97% à partir d’un $SNR \geq 4\text{ dB}$ et 6 dB respectivement, mais dans

V.2. SIMULATION DES MÉTHODES DE PRÉAMBULE COMPACT

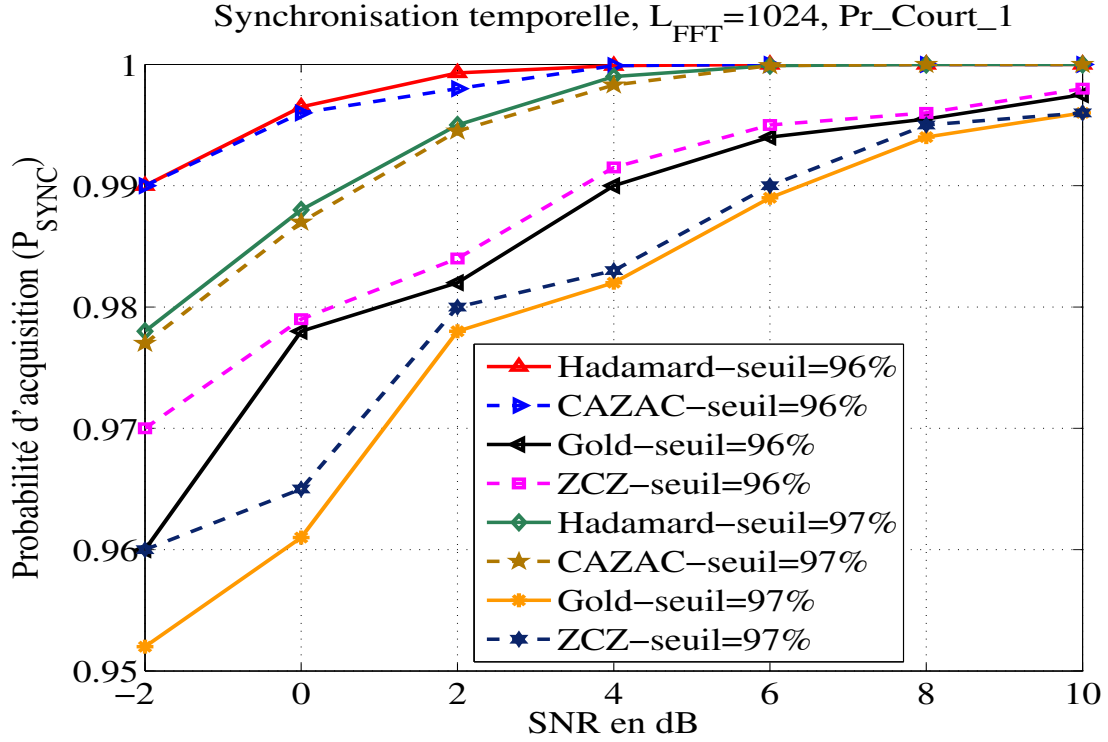


Fig. V.9 – Comparaison de la probabilité d'acquisition de la synchronisation temporelle de méthode de préambule court Pr_Court_2 avec différents seuils et séquences

ces pour ces deux types de séquences, nous ne trouvons pas une synchronisation parfaite même pour un $SNR \geq 10 \text{ dB}$.

Après les résultats de simulations dans la figure V.9, nous trouvons que les séquences CAZAC et Hadamard présentent de bonnes performances par rapport aux autres types de séquences et surtout pour les systèmes MIMO-OFDM.

V.2 Simulation des méthodes de préambule compact

Cette section présente les résultats de simulation des quatre propositions présentés en IV.2.2. Ces résultats sont exprimés en pourcentage de bonne réception

CHAPITRE V. LES RÉSULTATS DE SIMULATION

de trames selon les valeurs de SNR.

V.2.1 Paramètres de simulations

Les simulations ont été réalisées en utilisant les paramètres présentés dans les deux tableaux V.3 et V.4. Le tableau V.3 présente la structure d'un système MIMO-OFDM, la taille de la FFT et les types de séquences utilisées.

Tableau. V.3 – Paramètres de simulations de méthodes de préambule compact

Paramètres de simulations	Valeur
Système MIMO-OFDM	jusqu'à 8×8
Taille de FFT/IFFT (L_{FFT})	1024, 512 et 256
Taille du Préfixe cycliques (L_{CP})	$L_{FFT}/4$
Type du canal	Canal de Rayleigh à trajets multiples et canal AWGN
Type de séquences	CAZAC
Taille de séquences orthogonales (L_C)	$L_{FFT}/2$
Nombre de symboles de synchronisation	1
Nombre de trajets multiples	6
SNR moyen sur toute la trame OFDM (Préambule + symboles OFDM)	de 0 dB à 25 dB

Le modèle de canal de Rayleigh à trajets multiples est proposé par le groupe IEEE 802.11 [4]. Ce canal a été adopté pour simuler 6 trajets multiples qui sont espacés de T_S , où T_S désigne la période d'échantillonnage.

Une comparaison est faite entre notre méthode et celle proposée dans [5] en utilisant les paramètres de simulation des tableaux V.3 et V.4. Hung-Chin Wang et Chin-Liang Wang présentent dans [5] une méthode de synchronisation pour un système MIMO-OFDM distribué. Cette méthode consiste à envoyer le préambule dans le domaine fréquentiel, les séquences de synchronisation sont portées

V.2. SIMULATION DES MÉTHODES DE PRÉAMBULE COMPACT

Tableau. V.4 – Puissance moyenne du canal de Rayleigh à trajets multiples (méthodes de préambule compact)

Délai de prorogation entre les différents trajets multiples [1]	$[0.T_s, 1.T_s, 2.T_s, 3.T_s, 4.T_s, 5.T_s]$
La puissance de chaque trajet multiple en dB [1]	$[0.8111, 0.1532, 0.0289, 0.0055, 0.0010, 0.0002]$

par des sous-bandes adjacentes. Ces sous-bandes adjacentes sont espacées par des bandes de garde pour réduire les interférences entre les sous-bandes. Dans [5] les séquences de synchronisation sont chargées sur une sous-bande de manière équidistante (par exemple, sous-bande 1 et sous-bande N_t) comme indiqué dans la figure II.7.

L'approche des auteurs [5] présente plusieurs inconvénients, elle est limitée par le nombre des antennes et la taille du préambule. Supposons que la taille de préambule soit fixe, si le nombre des antennes augmente donc la taille des sous-bandes doit être diminuée. Dans notre méthode de préambule compact, la taille de préambule n'est pas liée directement au nombre des antennes. Quel que soit les nombres des antennes d'émission, la taille de préambule est égale à la taille de la FFT.

V.2.2 Résultats de simulations de la méthode de préambule compact

L'idée principale de la méthode proposée est de détecter l'arrivée de paquets afin de détecter le début du symbole OFDM. Pour détecter le pic de synchronisation, une fonction de corrélation \mathcal{R}_{r_j, seq_j} est réalisée entre le signal reçu r_j et une séquence locale seq_j à l'antenne de réception R_j . La fonction générale de corrélation est rappelée dans l'équation V.1 suivante :

CHAPITRE V. LES RÉSULTATS DE SIMULATION

$$\mathcal{R}_{r_j, seq_j}(k) = \sum_{n=0}^{L_{seq}} \left(r_j(k) * seq_j^*(n+k) \right) \quad (V.1)$$

où L_{seq} est la taille de la séquence de corrélation et n est l'indice de l'échantillon qui correspond à l'indice temporel.

L'estimation de la synchronisation temporelle (\hat{ind}_k) est donnée par :

$$\hat{ind}_k = \underset{k}{\operatorname{argmax}} \{ \|\mathcal{R}_{r_j, seq_j}(k)\| \} \quad (V.2)$$

L' \hat{ind}_k sera considéré comme le point de synchronisation temporelle ou le début d'une trame. Le début du premier symbole OFDM est obtenu par le placement relatif de la fenêtre de la FFT. Sur chaque antenne de réception R_j , une fonction de corrélation \mathcal{R}_{r_j, seq_j} dans le domaine temporel est calculée afin de détecter le pic de synchronisation.

V.2.2.1 Résultats de simulations de *Pr_Compact_1*

La première méthode de préambule compact, section IV.2.2.1 consiste à envoyer un préambule qui est constitué d'une séquence CAZAC et de son "- conjugué" comme indique la figure V.10.



Fig. V.10 – Structure de préambule dans le domaine fréquentiel sur chaque antenne d'émission - *Pr_Compact_1*

où L_{FFT} est la longueur du préambule, C est la séquence CAZAC où C_k^i représente le $k^{\text{ième}}$ échantillon de la séquence CAZAC dans le domaine des fréquences

V.2. SIMULATION DES MÉTHODES DE PRÉAMBULE COMPACT

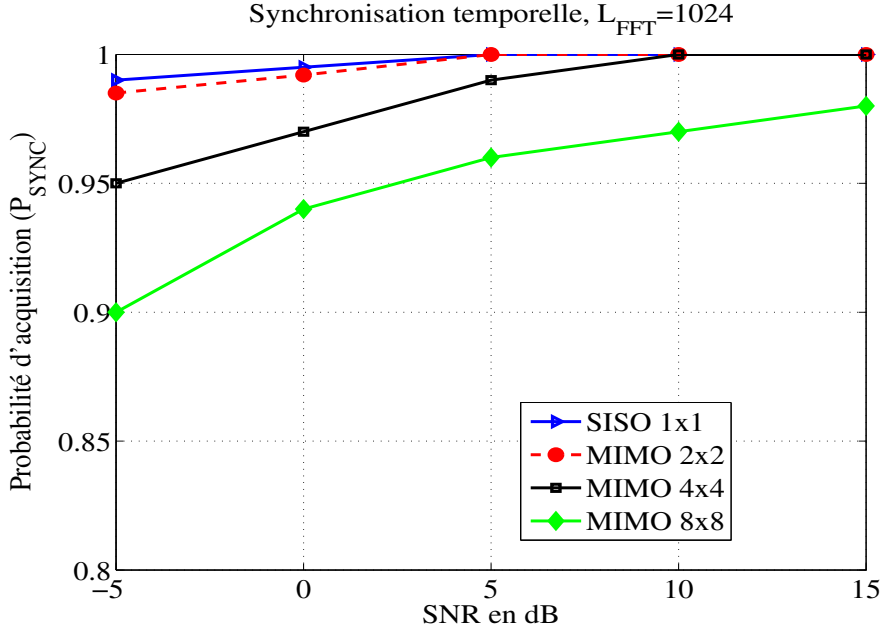


Fig. V.11 – Probabilité d’acquisition de synchronisation temporelle de méthode de préambule compact $Pr_Compact_1$ avec $L_{FFT} = 1024$

transmis sur l’antenne d’émission T_i et $*$ désigne le conjugué. La séquence CAZAC C est mappée sur les sous-porteuses impaires tandis que le $-conjugué$ de C est mappé sur les sous-porteuses paires.

Les figures V.11 et V.12 présentent les probabilités d’acquisition de cette approche pour différentes tailles de FFT ($L_{FFT} = 1024$, $L_{FFT} = 512$ respectivement.) et différentes structures des systèmes SISO-OFDM (1×1) et MIMO-OFDM (2×2 , 4×4 et 8×8).

La figure V.11 montre que la probabilité d’acquisition (P_{SYNC}) s’approche de 1 pour les deux systèmes SISO-OFDM et MIMO-OFDM 2×2 à partir d’un $SNR > -5$ dB. Pour un système MIMO-OFDM 4×4 , la $P_{SYNC} \geq 97\%$ à partir d’un $SNR > 0$ dB. La $P_{SYNC} \geq 92\%$ pour un système MIMO-OFDM 8×8 à partir d’un $SNR > 0$ dB.

CHAPITRE V. LES RÉSULTATS DE SIMULATION

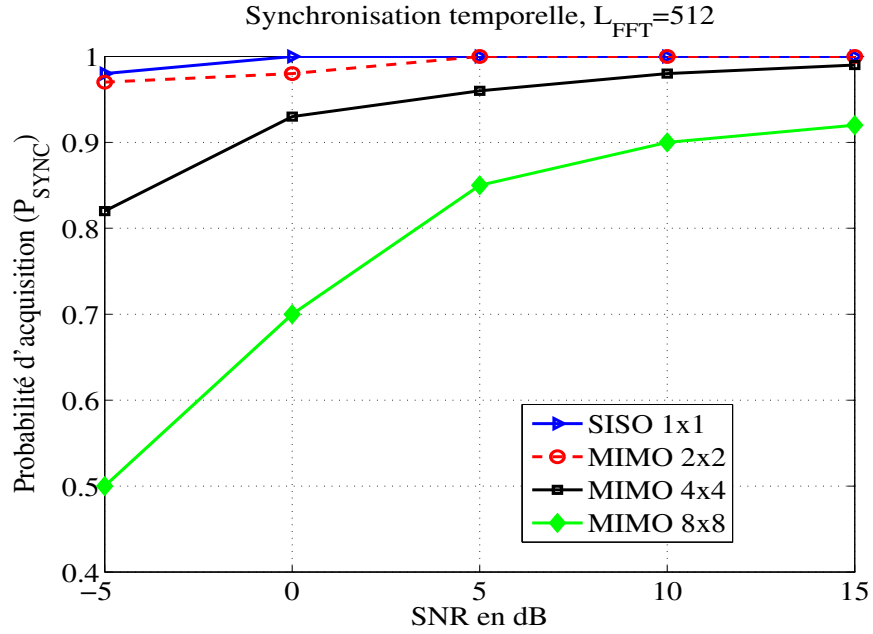


Fig. V.12 – Probabilité d’acquisition de synchronisation temporelle de méthode de préambule compact $Pr_Compact_1$ avec $L_{FFT} = 512$

La figure V.12 représente la probabilité d’acquisition (P_{SYNC}) pour une séquence de synchronisation de taille $L_{FFT} = 512$. Cette figure montre que la P_{SYNC} s’approche de 1 pour les deux systèmes SISO-OFDM et MIMO-OFDM 2×2 à partir d’un $SNR > -5$ dB. Pour les systèmes MIMO-OFDM 4×4 , la $P_{SYNC} \geq 95\%$ à partir d’un $SNR > 0$ dB. Autrement, pour les systèmes MIMO-OFDM 8×8 , la $P_{SYNC} \geq 85\%$ à partir d’un $SNR > 0$ dB.

Après l’analyse de résultats de simulation dans les deux figures V.11 et V.12, nous trouvons que les performances de la synchronisation temporelle se dégradent avec la taille de la séquence de synchronisation.

Une comparaison entre notre approche et un autre schéma de synchronisation proposé dans [5], est présentée dans la figure V.13 (avec les paramètres des tableaux V.3 et V.4).

V.2. SIMULATION DES MÉTHODES DE PRÉAMBULE COMPACT

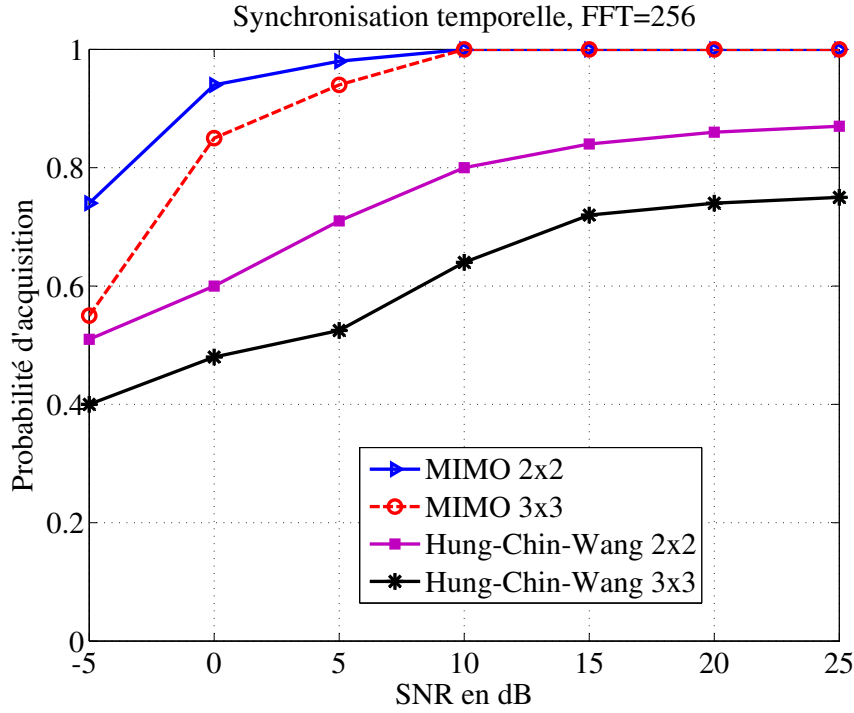


Fig. V.13 – Comparaison entre $Pr_Compact_1$ et la méthode de préambule de sous-bande dans [5], $L_{FFT} = 256$

Dans cette figure, nous avons simulé des systèmes MIMO-OFDM 2×2 et 3×3 avec un préambule de synchronisation de taille $L_{FFT} = 256$. Cette figure montre que notre approche a de bonnes performances par rapport à la méthode dans [5], surtout à faible SNR. La probabilité d'acquisition dans notre approche est $P_{SYNC} \geq 90\%$ à partir d'un $SNR \geq 5$ dB pour les cas MIMO-OFDM 2×2 et 3×3 , tandis que la méthode proposée dans [5] montre que la probabilité d'acquisition est comprise entre 50% et 75% à partir d'un $SNR \geq 5$ dB pour les cas MIMO-OFDM 2×2 et 3×3 .

V.2.2.2 Résultats de simulations de $Pr_Compact_2$

Cette méthode consiste à envoyer un préambule constitué de deux parties, dont une partie contient une séquence CAZAC et l'autre partie contient le "-conjugué"

CHAPITRE V. LES RÉSULTATS DE SIMULATION

de la séquence CAZAC, comme l'indique la figure V.14.

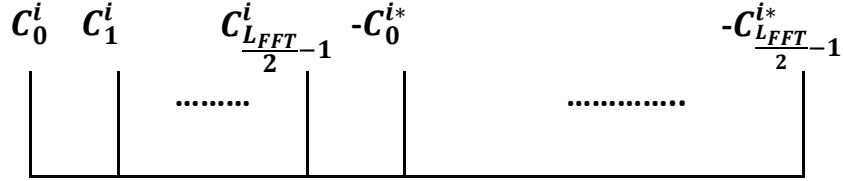


Fig. V.14 – Structure de préambule dans le domaine fréquentiel sur chaque antenne d'émission - *Pr_Compact_2*

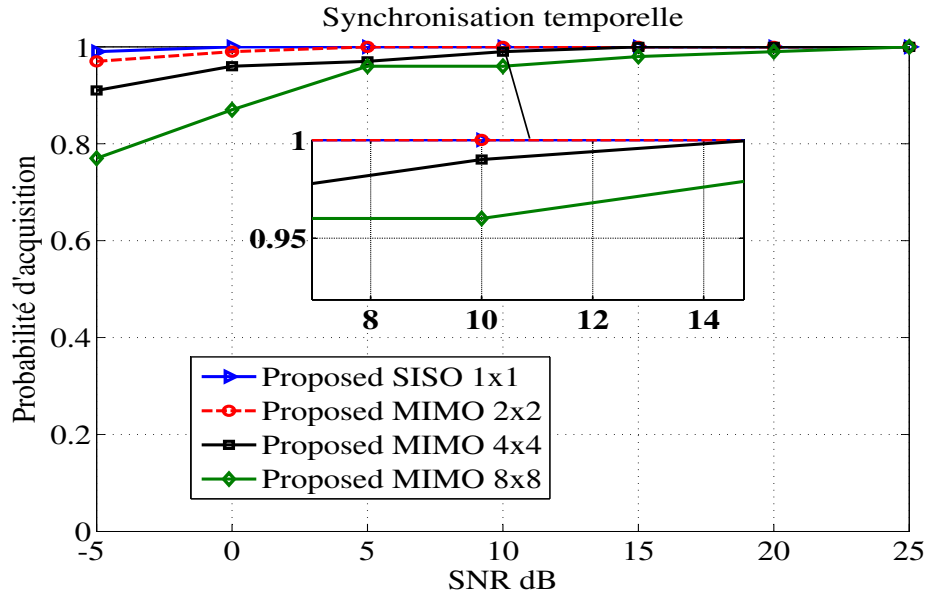


Fig. V.15 – Performances de la synchronisation temporelle de la méthode de préambule compact *Pr_Compact_2*, $L_{FFT} = 1024$

Les résultats des probabilités d'acquisition de la synchronisation temporelle sont présentés dans les figures V.15 et V.16 pour différentes taille de ($L_{FFT} = 1024$ et $L_{FFT} = 512$ respectivement). Différentes structures SISO-OFDM (1×1)

V.2. SIMULATION DES MÉTHODES DE PRÉAMBULE COMPACT

et MIMO-OFDM (2×2 , 4×4 et 8×8) sont considérées.

La figure V.15 montre que la probabilité d'acquisition (P_{SYNC}) pour les systèmes SISO-OFDM et MIMO-OFDM 2×2 s'approche de 1 à partir d'un $SNR > -5$ dB. Pour les systèmes MIMO-OFDM 4×4 , la $P_{SYNC} \geq 95\%$ à partir d'un $SNR \geq 0$ dB, tandis que pour un système MIMO-OFDM 8×8 la $P_{SYNC} \geq 90\%$ à partir d'un $SNR \geq 3$ dB.

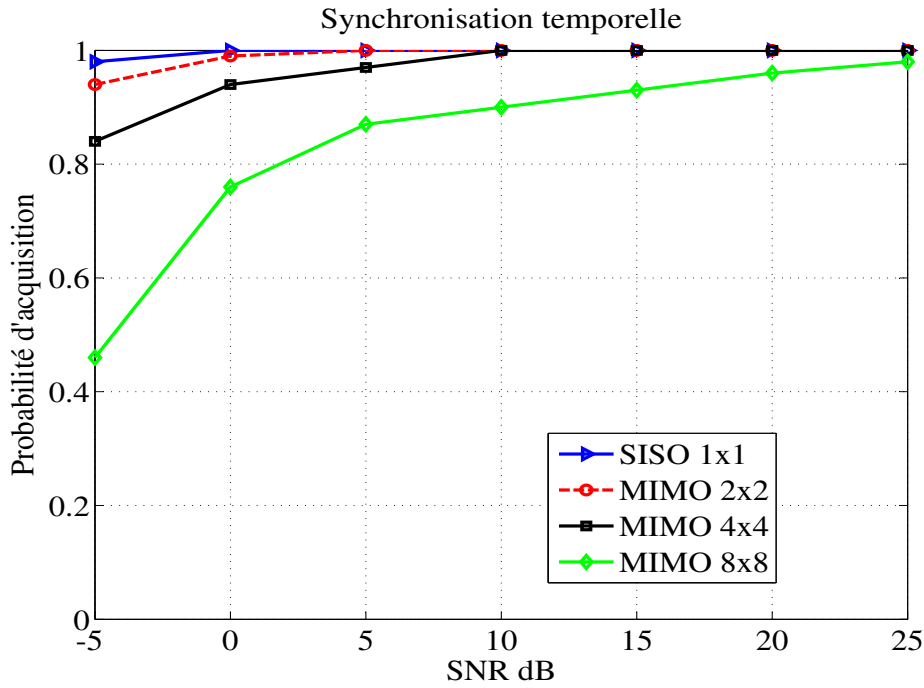


Fig. V.16 – Performances de la synchronisation temporelle de la méthode de préambule compact $Pr_Compact_2$, $L_{FFT} = 512$

La figure V.16 présente la probabilité d'acquisition de la synchronisation temporelle pour un FFT de taille $L_{FFT} = 512$. La P_{SYNC} subit une dégradation assez importante, pour les systèmes SISO, MIMO 2×2 et 4×4 , par rapport aux résultats présentés dans la figure V.15 pour une taille de FFT $L_{FFT} = 1024$. La P_{SYNC}

CHAPITRE V. LES RÉSULTATS DE SIMULATION

s'approche de 1 à partir d'un $SNR \geq 0$ dB pour les systèmes SISO-OFDM et MIMO-OFDM 2×2 . Pour les systèmes MIMO-OFDM 4×4 , la $P_{SYNC} \geq 95\%$ à partir d'un $SNR \geq 0$ dB. Cette $P_{SYNC} \geq 90\%$ à partir d'un $SNR \geq 10$ dB pour les systèmes MIMO-OFDM 8×8 . Par conséquent, la valeur du pic de corrélation d'un préambule de taille $L_{FFT} = 1024$ est plus grande que celle d'un préambule de taille $L_{FFT} = 512$, ce qui permet une meilleure détection du pic de synchronisation. L'intercorrrelation entre les préambules est également plus faible.

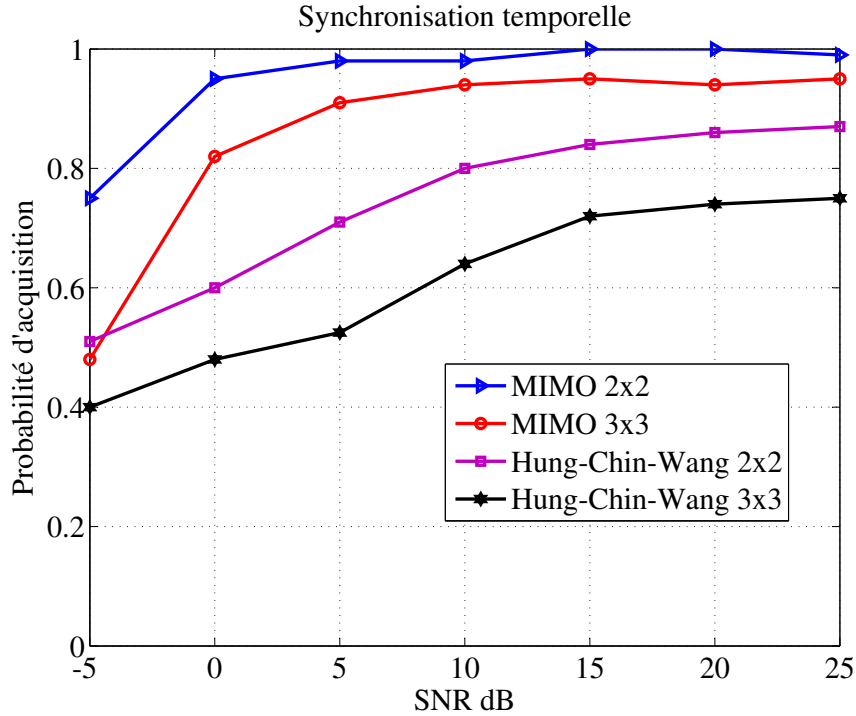


Fig. V.17 – Comparaison entre $Pr_Compact_2$ et la méthode de préambule de sous-bande dans [5], $L_{FFT} = 256$

Une autre comparaison entre cette structure et celle proposée dans [5], est présentée dans la figure V.17. Dans cette figure, les résultats de simulation montrent l'efficacité de notre méthode vis à vis de celle de [5], surtout pour un faible SNR tout en utilisant les paramètres de simulation présentés dans les tableaux V.3 et V.4 (canal de Rayleigh).

V.2. SIMULATION DES MÉTHODES DE PRÉAMBULE COMPACT

Dans cette figure, la probabilité d'acquisition P_{SYNC} de notre approche est $P_{SYNC} \geq 90\%$ à partir d'un $SNR \geq 0$ dB pour les systèmes MIMO-OFDM 2×2 , et $P_{SYNC} \geq 90\%$ à partir d'un $SNR \geq 5$ dB pour les systèmes MIMO-OFDM 3×3 , tandis que la méthode proposée dans [5] montre que la probabilité d'acquisition est comprise entre 50% et 75% à partir d'un $SNR \geq 5$ dB pour les mêmes systèmes MIMO-OFDM.

V.2.2.3 Résultats de simulations de $Pr_Compact_3$

Dans cette section, nous présentons les résultats de simulation de la méthode de préambule compact $Pr_Compact_3$. Cette méthode est rappelée dans la figure V.18.

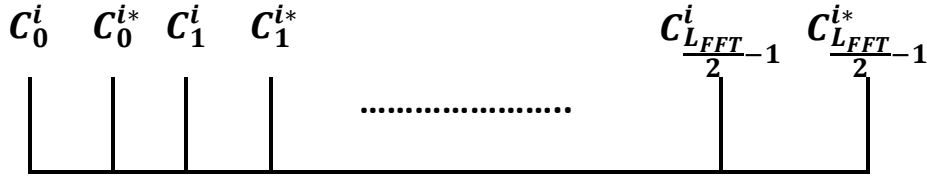


Fig. V.18 – Structure de préambule dans le domaine fréquentiel sur chaque antenne d'émission - $Pr_Compact_3$

Les paramètres de simulations sont décrits dans les deux tableaux V.3 et V.4. Les figures V.19 et V.20 présentent la probabilité d'acquisition de la synchronisation temporelle en fonction du SNR selon différentes tailles de FFT, $L_{FFT} = 1024$, $L_{FFT} = 512$ respectivement.

La figure V.19 montre que la probabilité d'acquisition P_{SYNC} est accrue par rapport aux autres structures utilisées pour une taille de FFT $L_{FFT} = 1024$. Dans cette figure, la P_{SYNC} s'approche de 1 pour les systèmes SISO-OFDM et MIMO-OFDM 2×2 à partir d'un $SNR \geq 0$ dB, pour le même SNR, la $P_{SYNC} \geq 95\%$ pour les systèmes MIMO-OFDM 4×4 . Pour les systèmes MIMO-OFDM 8×8 , la $P_{SYNC} > 95\%$ à partir d'un $SNR \geq 5$ dB.

CHAPITRE V. LES RÉSULTATS DE SIMULATION

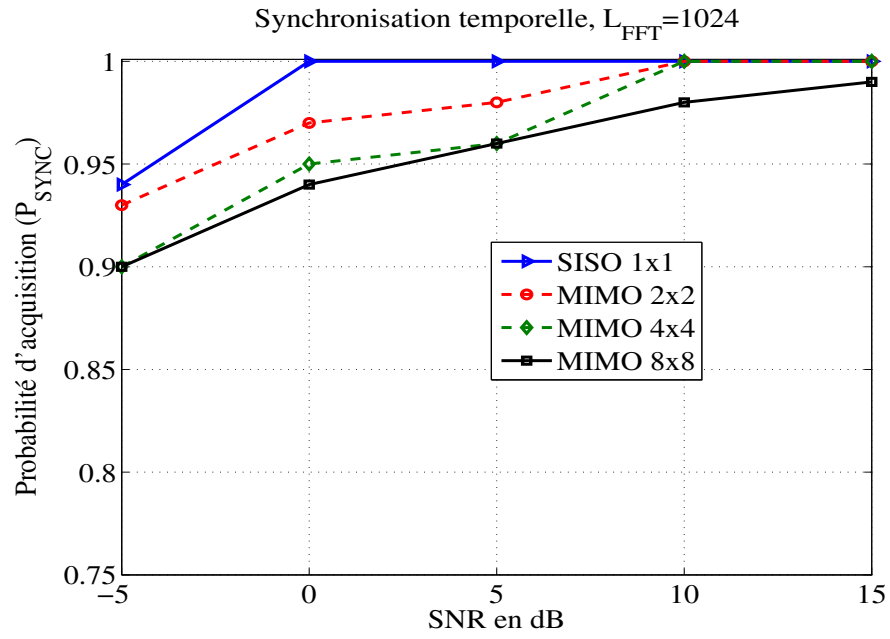


Fig. V.19 – Performances de probabilité de la synchronisation temporelle de la méthode de préambule compact $Pr_Compact_3$, $L_{FFT} = 1024$

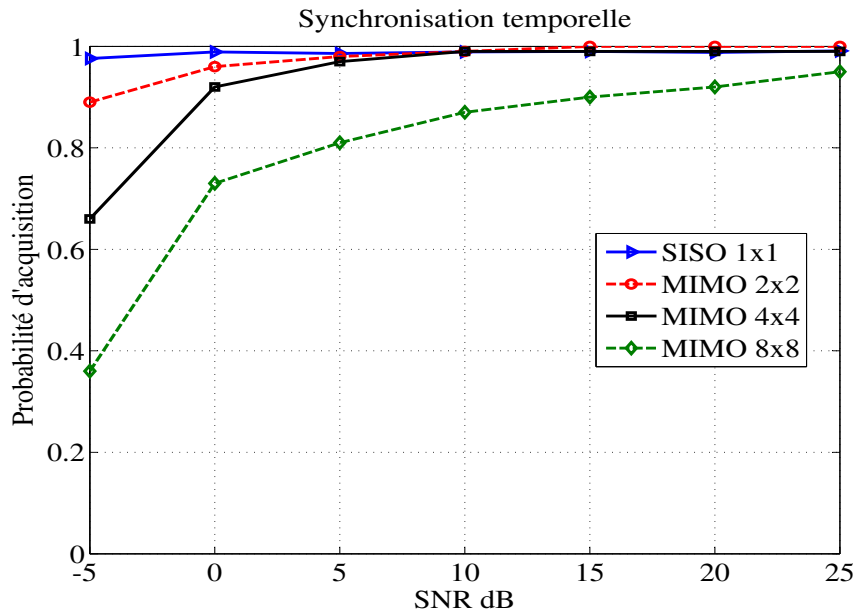


Fig. V.20 – Performances de probabilité de la synchronisation temporelle de la méthode de préambule compact $Pr_Compact_3$ ($L_{FFT} = 512$)

V.2. SIMULATION DES MÉTHODES DE PRÉAMBULE COMPACT

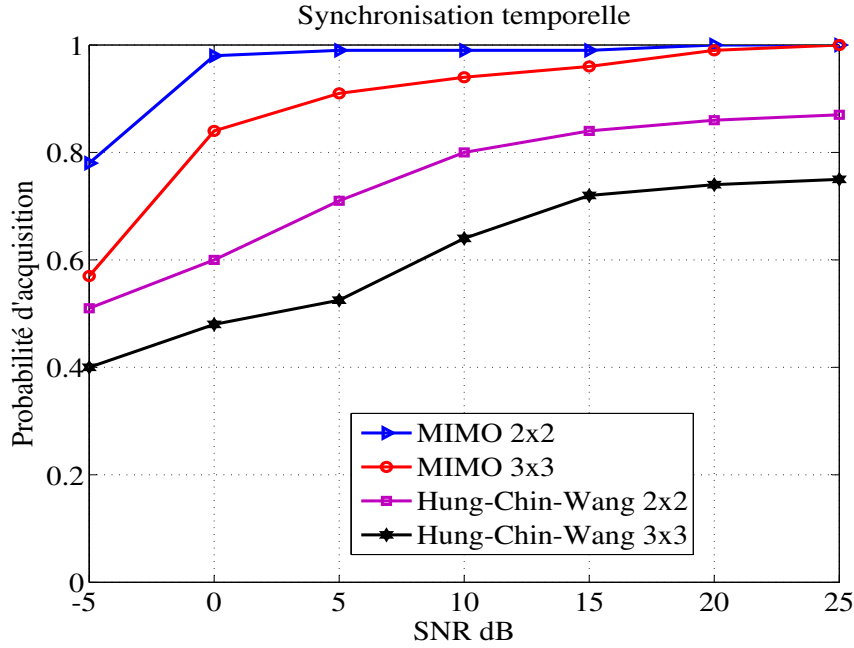


Fig. V.21 – Comparaison entre $Pr_Compact_3$ et la méthode de préambule de sous-bande dans [5], $L_{FFT} = 256$

Dans la figure V.20, où $L_{FFT} = 512$, la P_{SYNC} s'approche de 1 pour les systèmes SISO-OFDM et MIMO-OFDM 2×2 à partir d'un $SNR \geq 0$ dB. Pour les systèmes MIMO-OFDM 4×4 , la $P_{SYNC} > 92\%$ à partir d'un $SNR \geq 0$ dB. La $P_{SYNC} > 80\%$ à partir d'un $SNR \geq 5$ dB pour les systèmes MIMO-OFDM 8×8 . Nous remarquons toujours une dégradation des performances lorsque la longueur du préambule de synchronisation se décroît.

La figure V.21 montre une comparaison de la probabilité d'acquisition de synchronisation temporelle P_{SYNC} entre notre approche et la méthode proposée dans [5] pour les mêmes paramètres de simulations qui ont été considérés dans la section V.2.2. Comme précédemment, notre méthode de préambule compact $Pr_Compact_3$ présente une meilleure détection de la synchronisation temporelle à faible SNR et une taille de FFT réduite.

CHAPITRE V. LES RÉSULTATS DE SIMULATION

V.2.2.4 Résultats de simulations de $Pr_Compact_4$

La quatrième méthode de préambule compact est rappelée dans la figure V.22. Cette structure consiste à diviser le préambule de synchronisation en deux parties égales dont la première partie contient une séquence CAZAC C de taille $L_{FFT}/2$ et l'autre partie contient le conjugué de C .

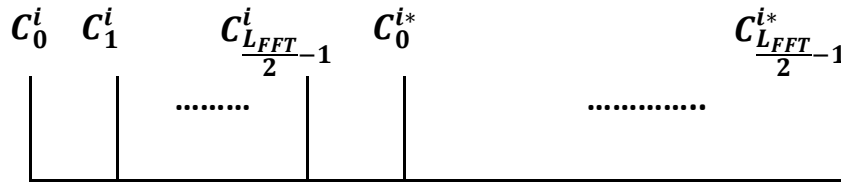


Fig. V.22 – Structure de préambule dans le domaine fréquentiel sur chaque antenne d'émission - $Pr_Compact_4$

Les figures V.23 et V.24 présentent les résultats de simulation de cette structure avec différentes L_{FFT} . Les résultats de simulation présentés dans la figure V.23 nous permettent de vérifier que le point de synchronisation temporelle peut être récupéré pour un faible SNR pour un FFT de taille $L_{FFT} = 1024$. Pour les systèmes SISO-OFDM, la P_{SYNC} s'approche de 1 à partir d'un $SNR \geq -5$ dB, pour un même SNR, la $P_{SYNC} > 95\%$ pour les systèmes MIMO-OFDM 2×2 . Pour les systèmes MIMO-OFDM 4×4 , la $P_{SYNC} > 97\%$ à partir d'un $SNR \geq 5$ dB. Cette approche ne présente pas de bonnes performance pour les système MIMO-OFDM 8×8 .

La figure V.24 présente les résultats de simulation avec un FFT de taille $L_{FFT} = 512$. En comparant ces résultats avec les résultats de simulation pour une taille de FFT égale à 1024, nous trouvons une faible dégradation entre les deux résultats et notamment avec un système MIMO-OFDM 4×4 et 8×8 .

Nous avons comparé notre approche avec la méthode proposée dans [5], pour une taille de FFT $L_{FFT} = 256$, utilisant les systèmes MIMO-OFDM 2×2 et 3×3 .

V.2. SIMULATION DES MÉTHODES DE PRÉAMBULE COMPACT

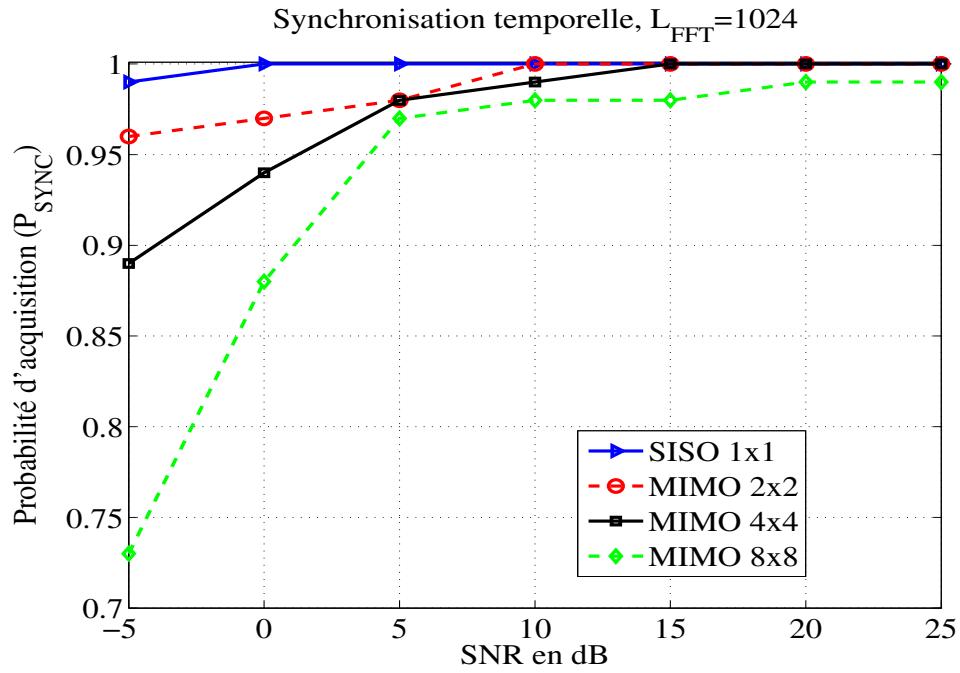


Fig. V.23 – Performances de probabilité de la synchronisation temporelle de la méthode de préambule compact $Pr_Compact_4$ ($L_{FFT} = 1024$)

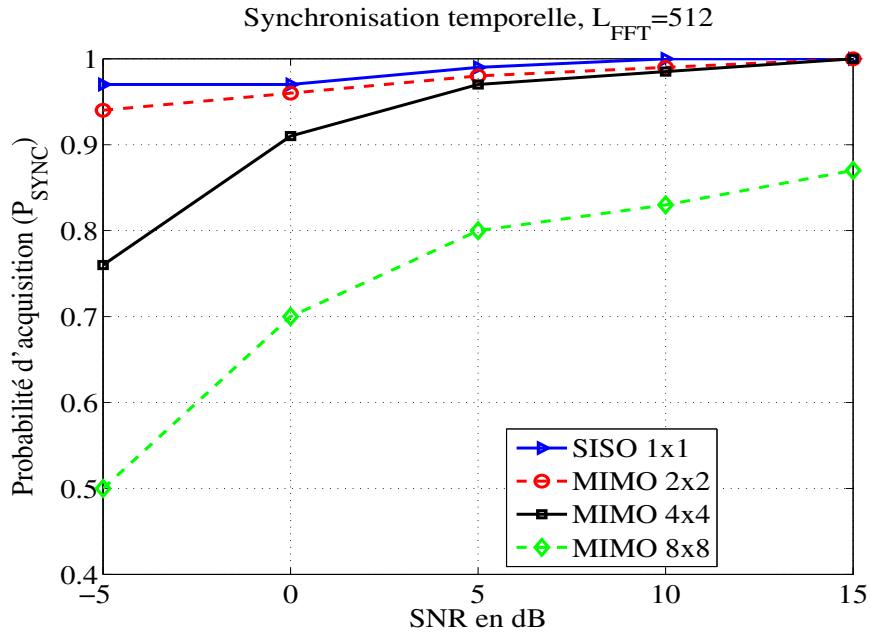


Fig. V.24 – Performances de probabilité de la synchronisation temporelle de la méthode de préambule compact $Pr_Compact_4$ ($L_{FFT} = 512$)

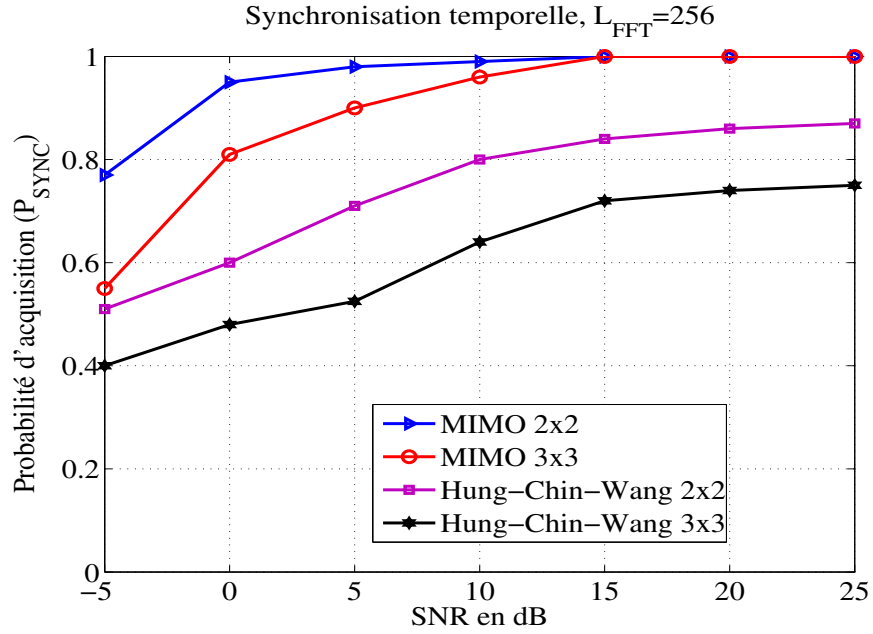


Fig. V.25 – Comparaison entre $Pr_Compact_4$ et la méthode de préambule de sous-bande dans [5], $L_{FFT} = 256$

Ces résultats de simulations sont présentés dans la figure V.25. La probabilité de synchronisation de notre approche est $P_{SYNC} \geq 90\%$ pour les deux systèmes MIMO-OFDM 2×2 et 3×3 à partir d'un $SNR \geq 0$ dB, par ailleurs, celle de la méthode proposée dans [5] est entre 50% et 75% à partir d'un $SNR \geq 5$ dB pour les mêmes systèmes MIMO-OFDM. Nous pouvons noter que notre approche présente toujours de meilleurs résultats que celle de [5].

V.2.3 Les performances de la méthode de préambule compact

Nous avons simulé une nouvelle méthode, qui nous l'appelé "méthode de préambule compact". Cette méthode est divisé en quatre structure différentes. Les résultats de simulation de ces quatre structure présentent des bonne performances contre d'autres méthodes. La combinaison d'une séquence CAZAC avec son conjugué ou bien avec son "-conjugué", présente une structure de préambule, dans le domaine temporel, intéressante pour avoir un pic de corrélation impor-

V.2. SIMULATION DES MÉTHODES DE PRÉAMBULE COMPACT

tante. La fonction d'autocorrélation de la première et la troisième méthode de préambule compact ($Pr_Compact_1$ et $Pr_Compact_3$) est meilleure que celle de $Pr_Compact_2$ et $Pr_Compact_4$. La répartition du conjugué (ou le -conjugué) de séquence CAZAC sur les sous-porteuses impaires, dans le domaine fréquentiel, présente une petite dégradation de la performances de détection de synchronisation, mais dans tous les cas, cette méthode apporte de très bonnes performances contre certaines méthodes présentées dans cette section.

Les deux figures V.26 et V.27 présentent une comparaison entre les quatre méthodes de préambule compact entre elles pour différents combinaison de de système MIMO.

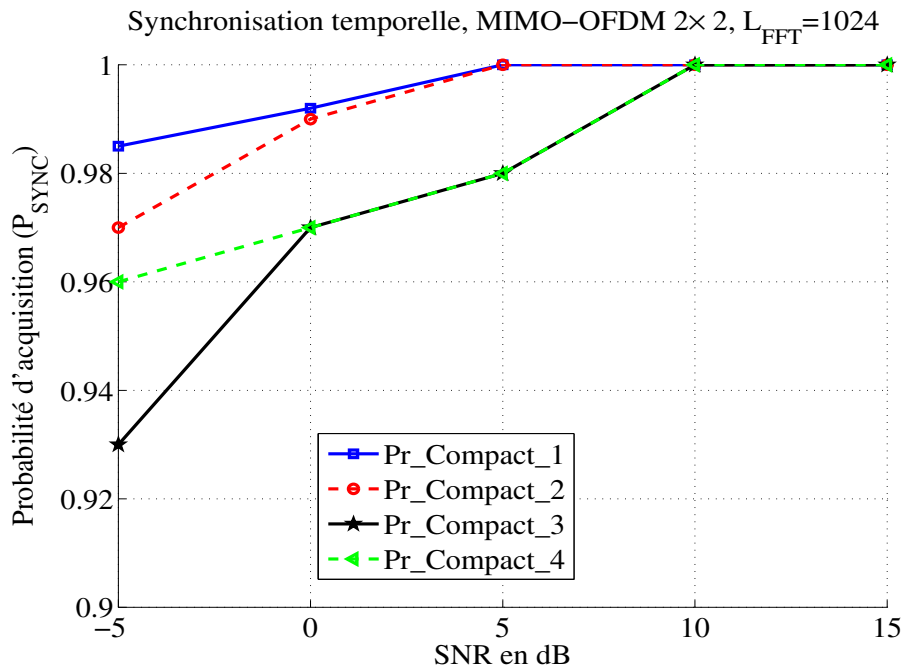


Fig. V.26 – Comparaison entre les quatre méthodes de préambule compact, $L_{FFT} = 1024$, MIMO-OFDM 2×2

Dans la figure V.26, nous trouvons que pour les deux méthodes de préambule compact $Pr_Compact_1$ et $Pr_Compact_2$ présentent une synchronisation

CHAPITRE V. LES RÉSULTATS DE SIMULATION

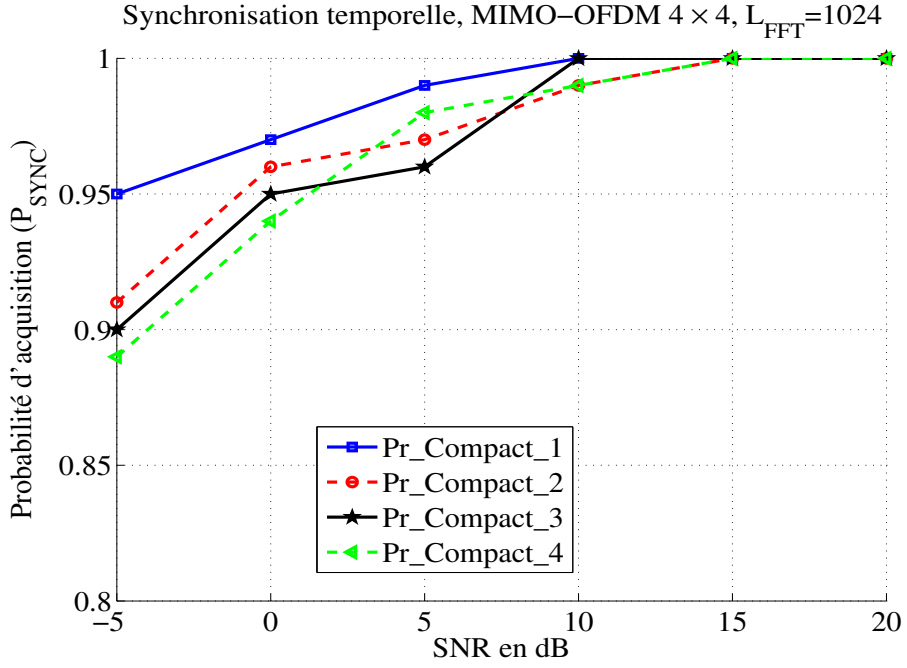


Fig. V.27 – Comparaison entre les quatres méthodes de préambule compact, $L_{FFT} = 1024$, MIMO-OFDM 4×4

parfaite pour un $SNR \geq 5 \text{ dB}$, les deux autre méthodes présentent une synchronisation parfaite pour un $SNR \geq 6 \text{ dB}$ sous les même conditions de simulations.

Pour un système de transmission MIMO-OFDM 4×4 , $Pr_Compact_1$ et $Pr_Compact_3$ présentent une synchronisation parfaite pour un $SNR \geq 10 \text{ dB}$, ainsi que les deux autres méthodes peuvent avoir une probabilité de synchronisation temporelle égale à 98% pour le même SNR.

Dans ces deux figure, nous avons constaté qu'une dégradation de performance de la probabilité de synchronisation temporelle se présente quand les nombres des antennes dans un système MIMO augmente.

V.3 Résultats de simulations des méthodes de zéro padding

La méthode de zéro padding, présentée dans la section IV.2.3, consiste à diviser le préambule en quatre parties identiques, chaque partie étant de taille égale à celle du préfixe cyclique CP . Nous avons étudié deux structures pour cette approche. Les simulations ont été réalisées en utilisant les paramètres donnés dans les tableaux V.3 et V.4. Dans cette section, nous avons simulé des systèmes MIMO-OFDM jusqu'à 16×16 .

V.3.1 Résultats de simulations de Z_Pad_1

Pour réaliser la synchronisation temporelle, le préambule de synchronisation, présenté dans la section IV.2.3.1, est transmis selon la figure V.28 dans le domaine fréquentiel. Cette méthode consiste à insérer une séquence CAZAC, dans le domaine fréquentiel, dans une partie de préambule, les trois autres parties étant à zéro.

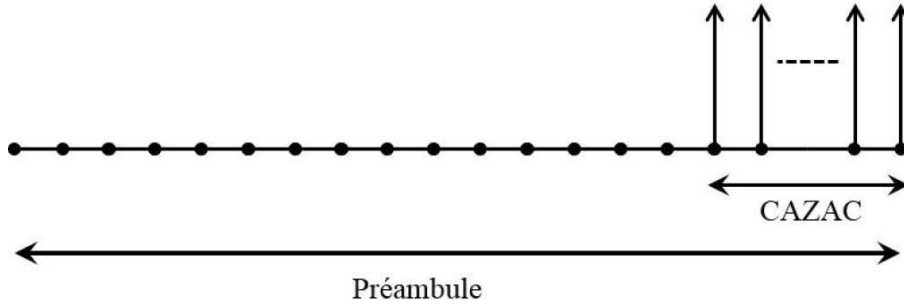


Fig. V.28 – Structure générale de préambule de (Z_Pad_1) dans le domaine fréquentiel

Les deux figures V.29 et V.30 présentent la probabilité d'acquisition P_{SYNC} pour des FFT de tailles $L_{FFT} = 1024$ et $L_{FFT} = 256$ respectivement.

Dans la figure V.29, la taille de la FFT est $L_{FFT} = 1024$, les résultats de simulation montrent que pour des systèmes MIMO-OFDM 2×2 et 4×4 , la

CHAPITRE V. LES RÉSULTATS DE SIMULATION

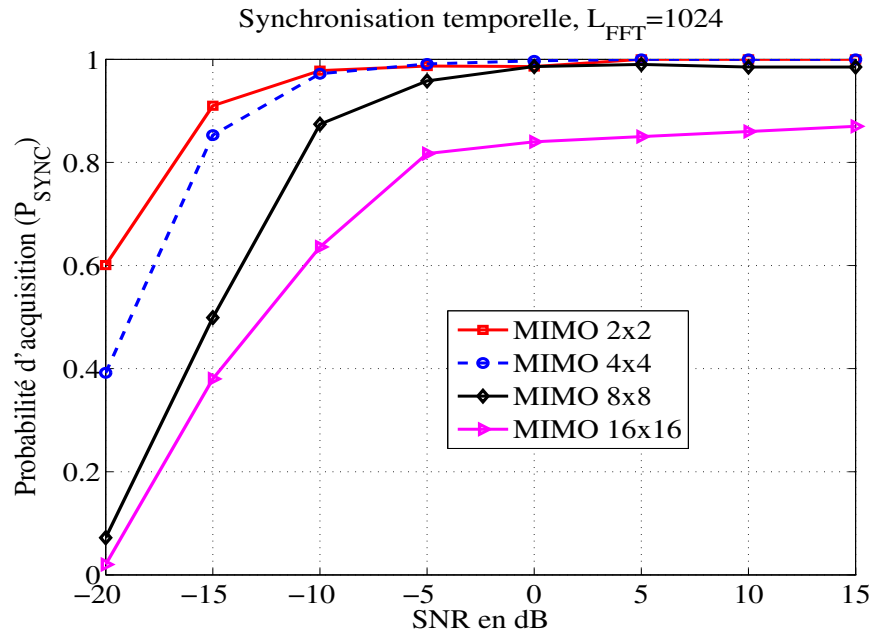


Fig. V.29 – Performances de probabilité de la synchronisation temporelle de la méthode de zero padding Z_Pad_1 , $L_{FFT} = 1024$

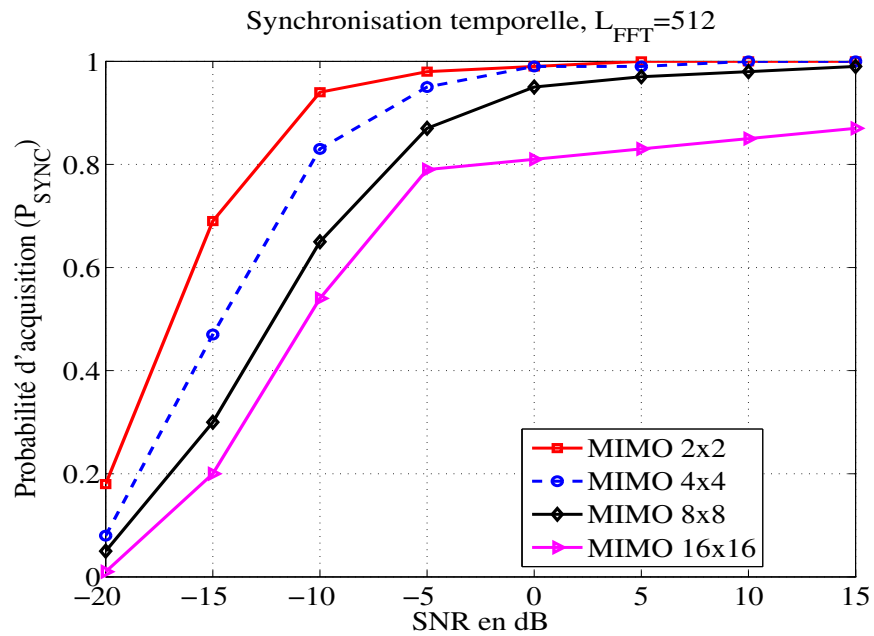


Fig. V.30 – Performances de la synchronisation temporelle de la méthode de zero padding Z_Pad_1 , $L_{FFT} = 512$

V.3. RÉSULTATS DE SIMULATIONS DES MÉTHODES DE ZÉRO PADDING

$P_{SYNC} > 97\%$ à partir d'un $SNR \geq -10$ dB et cette probabilité s'approche de 1 à partir d'un $SNR \geq -7$ dB. Pour des systèmes MIMO-OFDM 8×8 , la $P_{SYNC} > 96\%$ à partir d'un $SNR \geq -5$ dB. Tandis que, pour un système MIMO-OFDM 16×16 , la $P_{SYNC} > 82\%$ à partir d'un $SNR \geq -5$ dB.

La figure V.30 présente les résultats de simulation pour une FFT de taille $L_{FFT} = 512$. Nous notons une légère dégradation de performance vis à vis du cas $L_{FFT} = 1024$, la séquence de CAZAC étant plus courte ainsi que le CP.

Nous avons aussi comparé nos résultats avec ceux de dans [5] avec les mêmes paramètres de simulations. Ces résultats de simulation sont présentés dans la figure V.31.

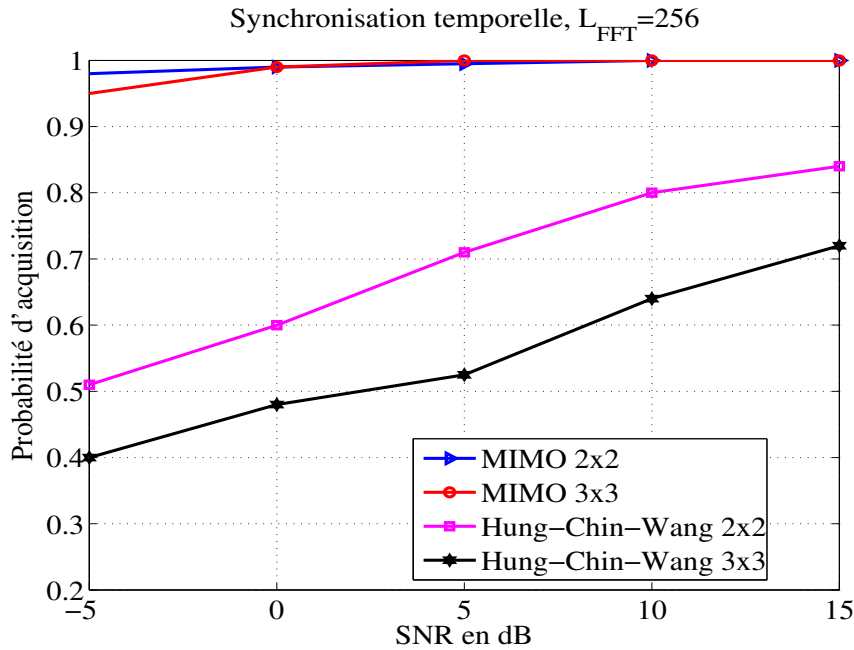


Fig. V.31 – Comparaison entre la méthode de zero padding Z_Pad_1 et la méthode de préambule de sous-bande dans [5], $L_{FFT} = 256$

Cette figure montre que l'approche Zéro Padding présente de bonnes per-

CHAPITRE V. LES RÉSULTATS DE SIMULATION

performances vis à vis de [5] surtout pour un faible SNR. Dans notre approche, la $P_{SYNC} \geq 95\%$ à partir d'un $SNR \geq -5$ dB pour les systèmes MIMO-OFDM 2×2 et 3×3 , tandis que la méthode proposée dans [5] montre que la probabilité d'acquisition est comprise entre 50% et 75% à partir d'un $SNR \geq 5$ dB pour les cas MIMO-OFDM 2×2 et 3×3 .

Le tableau V.5 présente une synthèse de différents résultats obtenus, selon les configurations MIMO et taille de FFT.

Tableau. V.5 – Comparaison de la probabilité d'acquisition avec différents systèmes MIMO-OFDM et différentes longueurs de FFT de la méthode Z_Pad_1

La probabilité d'acquisition de la première méthode de Zéro Padding			
Système MIMO-OFDM	P_{SYNC}	Pour un SNR	L_{FFT}
MIMO-OFDM 2x2	>99%	>-7 dB	1024
	>99%	>-5 dB	512
MIMO-OFDM 4x4	>99%	>-7 dB	1024
	>95%	>-5 dB	512
MIMO-OFDM 8x8	>96%	>-5 dB	1024
	>95%	>0 dB	512
MIMO-OFDM 16x16	>82%	>-5 dB	1024
	>80%	>-5 dB	512

Dans ce tableau, nous trouvons que cette méthode présente de bonnes performances pour les systèmes MIMO-OFDM 2×2 pour un faible SNR. Par conséquent, une petite dégradation de performance de cette méthode se présente quand le nombre des antennes du système MIMO se diminue ou la taille du préambule de synchronisation se diminue.

V.3.2 Résultats de simulations de Z_Pad_2

Cette méthode consiste à diviser le préambule en quatre parties dans le domaine fréquentiel : deux parties contiennent des séquences CAZAC pour la syn-

V.3. RÉSULTATS DE SIMULATIONS DES MÉTHODES DE ZÉRO PADDING

chronisation, les deux autres contiennent des zéros comme indiqué dans la figure V.32.

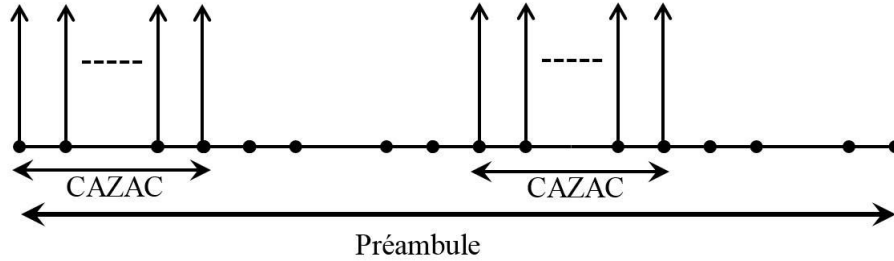


Fig. V.32 – Structure générale du préambule de synchronisation de la méthode de zéro padding Z_Pad_2

Les résultats de simulation pour différentes longueurs de FFT, $L_{FFT} = 1024$ et $L_{FFT} = 512$, sont donnés dans les figures V.33 et V.34 respectivement.

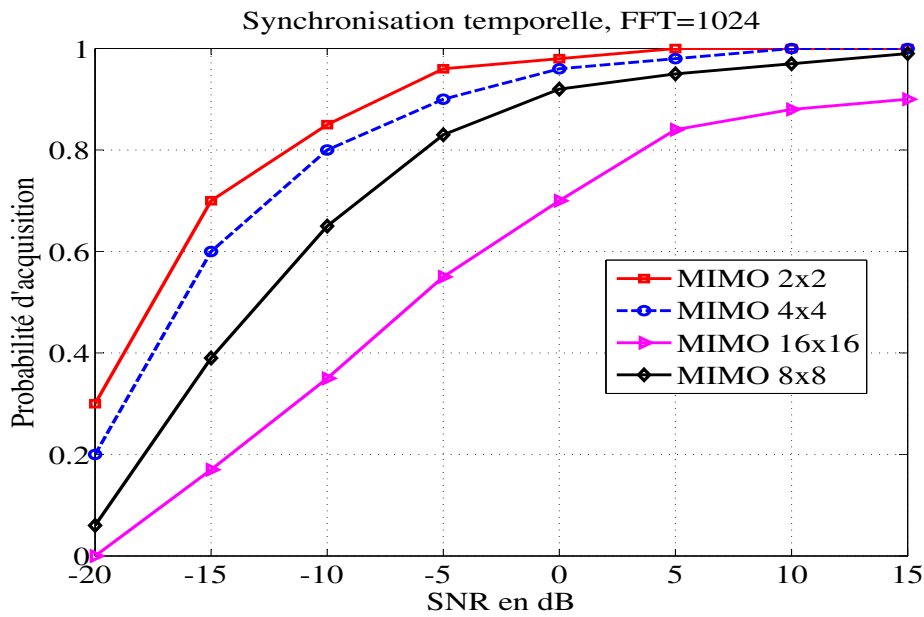


Fig. V.33 – Performances de la synchronisation temporelle de la méthode de zero padding Z_Pad_2 , $L_{FFT} = 1024$

Le tableau V.6 donne la synthèse des probabilités d'acquisition selon les configurations MIMO-OFDM et taille de FFT. Dans ce tableau, la probabilité de syn-

CHAPITRE V. LES RÉSULTATS DE SIMULATION

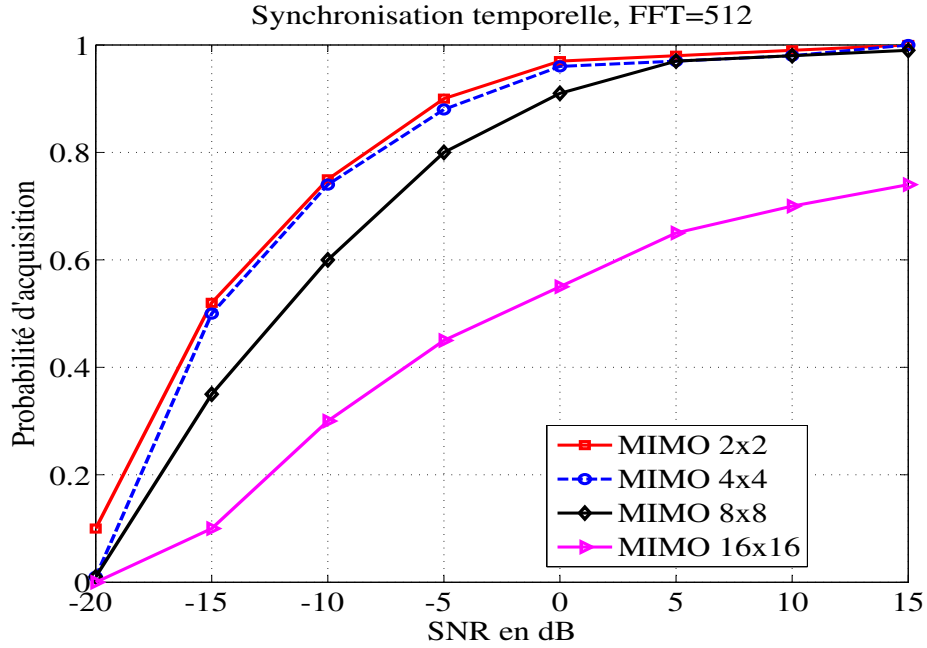


Fig. V.34 – Performances de la synchronisation temporelle de la méthode de zero padding Z_Pad_2 , $L_{FFT} = 512$

chronisation, pour un système MIMO-OFDM 2×2 , est plus grand que 95% à partir d'un SNR de -4 dB pour une taille de $L_{FFT} = 1024, 512$. Pour un système MIMO-OFDM 4×4 , nous trouvons la même valeur de la probabilité de synchronisation mais à partir d'un SNR de 0 dB. Autrement, nous pouvons observer l'influence de la longueur de la séquence, ainsi que la dégradation lorsque le nombre d'antennes est très important.

Nous avons aussi simulé cette approche pour une FFT de taille $L_{FFT} = 256$ et pour des systèmes MIMO-OFDM 2×2 et 3×3 . Les résultats de simulation sont comparées avec celles de [5]. Ces résultats sont présentés dans la figure V.35. Comme précédemment, notre approche reste plus performante que celle de [5] mais les performances sont réduites vis à vis des cas $L_{FFT} = 1024$ et $L_{FFT} = 512$. Nous remarquons que pour un SNR égale à 0 dB, cette approche présente une probabilité de synchronisation temporelle plus grande que 98% pour les deux

V.3. RÉSULTATS DE SIMULATIONS DES MÉTHODES DE ZÉRO PADDING

Tableau. V.6 – Comparaison de la probabilité d’acquisition de différents systèmes MIMO-OFDM et différentes longueurs de FFT de la méthode Z_Pad_2

La probabilité d’acquisition de la deuxième méthode de Zéro Padding			
Système MIMO-OFDM	P_{SYNC}	Pour un SNR	L_{FFT}
MIMO-OFDM 2x2	>95%	>-5 dB	1024
	>95%	>-4 dB	512
MIMO-OFDM 4x4	>95%	>0 dB	1024
	>94%	>0 dB	512
MIMO-OFDM 8x8	>90%	>0 dB	1024
	>88%	>0 dB	512
MIMO-OFDM 16x16	>82%	>5 dB	1024
	>63%	>5 dB	512

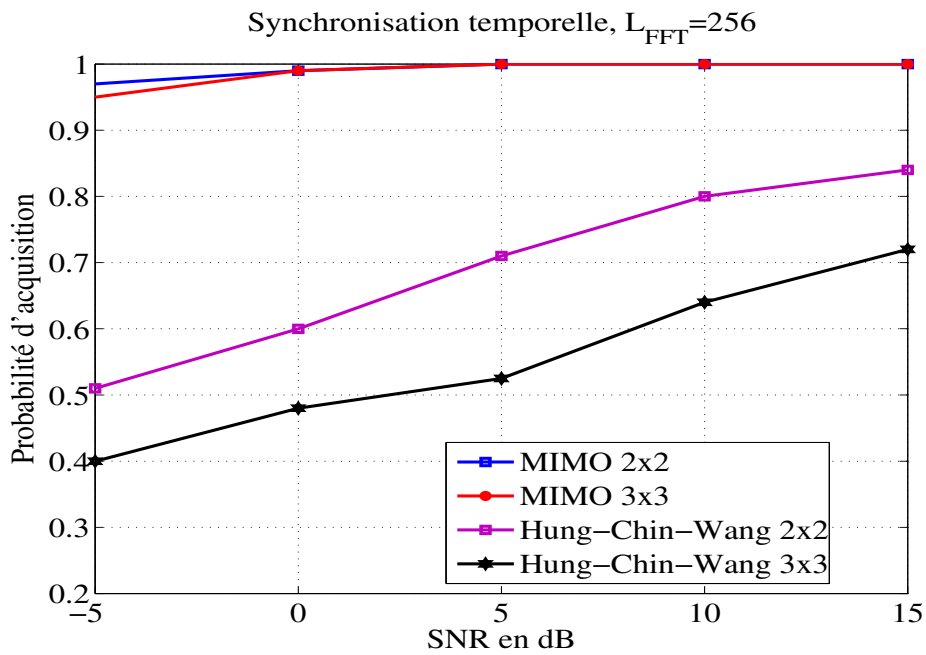


Fig. V.35 – Comparaison entre Z_Pad_2 et la méthode de préambule de sous-bande dans [5], $L_{FFT} = 256$

CHAPITRE V. LES RÉSULTATS DE SIMULATION

systèmes MIMO-OFDM 2×2 et 3×3 , tandis que la méthode dans [5] présente une probabilité de synchronisation $P_{SYNC} = 60\%$, 49% pour les deux systèmes MIMO-OFDM 2×2 et 3×3 respectivement pour la même valeur du SNR.

V.4 Conclusion

Dans le chapitre IV, nous avons proposé de nouvelles approches pour la synchronisation temporelle pour les systèmes MIMO-OFDM. Différents types de séquences, étudiées dans le chapitre III, sont simulées avec différentes configurations MIMO-OFDM (de 2×2 jusqu'à 16×16). Les résultats de simulation de la probabilité d'acquisition de synchronisation sont présentés dans ce chapitre.

Selon les résultats de simulation avec différents systèmes MIMO-OFDM, les méthodes de préambule compact présentent de bons résultats notamment dans les cas MIMO-OFDM 4×4 et 8×8 . Les séquences CAZAC sont des séquences orthogonales et complexes, elles présentent de bonnes caractéristiques de corrélation dans les canaux à trajets multiples.

A la réception, la fonction de corrélation est appliquée pour détecter le pic de corrélation. L'amplitude du pic est liée à la taille de la séquence de synchronisation ou du préambule de synchronisation. Dans nos méthodes proposées, la taille du préambule de synchronisation est égale à la taille de la FFT. Suite aux simulations, nous remarquons une dégradation des performances quand la longueur du préambule décroît.

Nous avons comparé notre approche avec d'autres méthodes existantes. Les résultats des simulations montrent que nos méthodes de préambule compact sont plus performantes (en termes de la probabilité d'acquisition) que les méthodes existantes notamment la méthode proposée par Chin dans [5].

V.4. CONCLUSION

Nous avons proposé la méthode de zéro padding, cette méthode consiste à diviser le préambule de synchronisation en quatre parties de même longueur. Dans la première structure de cette méthode, nous avons ajouté une séquence CAZAC dans une seule partie de ce préambule, dans le domaine fréquentiel. Nous avons aussi développé une deuxième structure de cette méthode qui consiste à insérer une séquence CAZAC dans deux parties du préambule de synchronisation. Ces deux structures présentent de très bonnes détections de trames pour des faibles SNR (-15 dB, -10 dB et -5 dB) par rapport aux méthodes existantes. Nous avons simulé ces deux structures avec différentes longueurs de FFT. Les résultats de simulation montrent une légère dégradation de performance de détection de trames quand la longueur de FFT décroît, car à la réception, nous avons appliqué une fonction de corrélation du signal reçu avec une séquence locale, cette séquence a la même taille de L_{FFT} . Tant que la taille de cette séquence est grande, donc la valeur de pic de corrélation est assez importante, nous pouvons le récupérer parmi les autres pics de corrélation en présence d'un canal à trajets multiples.

CHAPITRE V. LES RÉSULTATS DE SIMULATION

Bibliographie

- [1] *User Equipment (UE) Radio Transmission and Reception (FDD), tech. specification TS 25.101, 3rd Generation Partnership Project (3GPP)*, 2008.
- [2] W. Jian, L. Jianguo, and D. Li, “Synchronization for mimo ofdm systems with loosely synchronous (ls) codes,” in *Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2007. WiCom 2007. International Conference on*, pp. 254–258, Sept. 2007.
- [3] Z. Gao, J. Xu, and Z. Zhang, “A synchronization scheme for mimo ofdm system,” in *Communications, Circuits and Systems (ICCCAS), 2010 International Conference on*, pp. 15–18, July 2010.
- [4] B. O’Hara and A. Petrick, *The IEEE 802.11 Handbook : A Designer’s Companion*. Standards Information Network IEEE Press, 1999.
- [5] H.-C. Wang and C.-L. Wang, “A compact preamble design for synchronization in distributed mimo ofdm systems,” in *Vehicular Technology Conference (VTC Fall), 2011 IEEE*, pp. 1–4, Sept. 2011.

CHAPITRE V. LES RÉSULTATS DE SIMULATION

CHAPITRE VI

CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES

VI.1 Conclusions

La technique OFDM est devenue une technique populaire pour la transmission sans fil. Cette technique a été adoptée dans plusieurs normes sans fil telles que la norme 802.11a. L'OFDM convertit les données en un ensemble de sous-canaux parallèles. Les sous-porteuses sont séparées par une fréquence minimale requise pour maintenir l'orthogonalité dans les domaines temporel et fréquentiel.

Plusieurs antennes peuvent être utilisées, à la fois, à l'émission et à la réception, ce réseau d'antennes est appelé MIMO. Un système MIMO est utilisé pour augmenter la capacité du canal, d'où différentes données sont transmises sur différentes antennes d'émission, ou bien, la technique MIMO est utilisée pour augmenter et améliorer la performance du système de transmission en utilisant les codes de blocs d'espace-temps (STBC).

Les signaux transmis subissent des réflexions sur les obstacles, des distorsions qui affectent l'amplitude, la phase et la fréquence du signal. Ces signaux se propagent dans des canaux sélectifs en fréquence et à trajets multiples. A la réception, le retard entre deux versions du même signal induit des interférences entre symboles (ISI). Malgré les avantages des techniques MIMO et OFDM, le problème

CHAPITRE VI. CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES

de synchronisation, entre les émetteurs et les récepteurs, reste présent. Ce problème est divisé en deux parties. La première partie concerne la synchronisation d'horloge (ou la synchronisation fréquentielle) à la réception, et la deuxième partie concerne la synchronisation de trames (ou la synchronisation temporelle) qui consiste à trouver le début de trame et le début des symboles utiles dans chaque trame.

Cette thèse a porté sur la synchronisation temporelle dans les systèmes MIMO-OFDM. L'objectif principal de cette thèse est d'étudier les techniques de synchronisation, les erreurs de synchronisation temporelle dans ces systèmes, les effets de décalage temporel sur la synchronisation, les performances des systèmes MIMO-OFDM dans un canal à trajets multiples par rapport au SNR et par rapport au nombre des antennes MIMO, puis de comparer les résultats avec d'autres méthodes proposées dans la littérature.

Le chapitre II, présente une introduction générale des différents systèmes de transmission et de différentes méthodes de synchronisation existantes.

Dans cette thèse, nous avons étudié les caractéristiques et les performances de plusieurs séquences, dans le chapitre III, qui sont déjà utilisées dans le domaine de synchronisation pour les systèmes OFDM et MIMO-OFDM et d'autres systèmes. Les caractéristiques les plus importantes sont les deux fonctions d'autocorrélation et d'inter-corrélation. Après une comparaison de ces deux fonctions pour chacune des séquences, nous avons trouvé que les séquences CAZAC sont les plus adaptées aux nos besoins. Ces séquences sont complexes, orthogonales et possèdent de bonnes fonctions de corrélation. Ce chapitre se termine par une comparaison entre les propriétés de corrélation de différentes séquences de synchronisation.

Le chapitre IV s'intéresse aux méthodes de synchronisation temporelle. Dans

VI.1. CONCLUSIONS

ce chapitre, nous avons proposé différentes méthodes pour la synchronisation temporelle. Dans la littérature, la plupart des méthodes de synchronisation sont basées sur l'insertion de préambules au début de chaque trame envoyée. Ces préambules sont constitués de données connues afin d'estimer le début de trames et le début de symboles OFDM. Pour détecter le préambule, une fonction de corrélation est appliquée à la réception, cette fonction peut être une corrélation avec une séquence locale ou bien une corrélation avec le préambule lui-même.

Après une étude approfondie des séquences de synchronisation, nous avons proposé plusieurs méthodes pour la synchronisation temporelle. Ces méthodes consistent à envoyer au début de chaque trame OFDM un préambule de synchronisation qui contient des séquences connues. L'insertion de préambules sera effectuée dans le domaine temporel ou bien dans le domaine fréquentiel. A la réception, une fonction de corrélation est appliquée afin de détecter le pic de synchronisation et de récupérer les symboles OFDM. Les résultats de simulation complets de ces méthodes proposées ainsi que les résultats de simulation d'autres méthodes sont présentés dans le chapitre V.

Le chapitre V traite les résultats de simulation de différentes méthodes proposées afin d'étudier les performances de systèmes MIMO-OFDM dans un canal à trajets multiples avec un AWGN. Dans ce chapitre, les résultats de simulation montrent que toutes nos méthodes proposées présentent de bonnes performances contre d'autres méthodes existantes, dans un canal à trajets multiples et la présence d'un bruit blanc additif gaussien (AWGN). Ces méthodes présentent des bonnes performances en termes de la probabilité d'acquisition et pour un faible SNR et avec des systèmes MIMO jusqu'à 16×16 .

VI.2 Perspectives

Dans ce travail, nous avons étudié le problème de la synchronisation temporelle pour les systèmes MIMO-OFDM en se basant sur différentes méthodes proposées dans le chapitre IV. Nos suggestions pour les futurs travaux peuvent inclure les éléments suivants :

1. Pour réduire les effets de CFO, une synchronisation fréquentielle est importante, cette synchronisation est préférable avant la réception des données. Par conséquent, les données utiles sont précédées de données prédéfinies, qui sont appelées le préambule. Notamment, il serait intéressant d'évaluer les performances de ces méthodes pour la synchronisation fréquentielle dans les systèmes MIMO-OFDM.
2. L'estimation de canal est un élément essentiel dans de nombreux systèmes de communication sans fil. Cette estimations de canal est également tirée de préambule de synchronisation. Par conséquent, il serait intéressant de tester la robustesse de ces méthodes dans l'estimation du canal et l'égalisation, afin de comparer leurs performances par rapport aux autres méthodes existantes.
3. Ces méthodes de synchronisation présentent de bonnes performances en termes du SNR dans des canaux sélectifs en fréquence. Donc, les futures travaux peuvent tester les performances de ces méthodes avec d'autres types de canaux.

LISTE DE PUBLICATIONS

Conférences Internationales

- 2012 Timing synchronisation method for MIMO-OFDM system using orthogonal preamble** (A. Rachini, A. Beydoun, F. Nouvel, B. Beydoun), *In Telecommunications (ICT), 2012 19th International Conference on*, pp. 1-5, 2012.
- 2013 A novel compact preamble structure for timing synchronization in MIMO-OFDM systems using CAZAC sequences** (A. Rachini, A. Beydoun, F. Nouvel, B. Beydoun), *International Conference on Communications, Computation, Networks and Technologies (INNOV), 2013 2nd International Conference on*, pp. 1-6, 2013.
- 2014 Timing Synchronization of MIMO-OFDM Systems** (A. Rachini, A. Beydoun, F. Nouvel, B. Beydoun), *Lebanese Association for the Advancement of Science (LAAS), 2014 20th International Science Conference*, pp. 149-150, 2014.

Journal

- 2012 A Novel Double Talk Echo Canceller Algorithm using Multi Delay Filter** (H. Alaeddine, A. Beydoun, B. Beydoun, F. Khalil, A. Rachini), *International Journal on Communications Antenna and Propagation (IRECAP)*, Vol. 3, No. 4, p.p. 199-205, ISSN 2039-5086, August 2013.

AVIS DU JURY SUR LA REPRODUCTION DE LA THESE SOUTENUE

Titre de la thèse:

Etude de la synchronisation temporelle dans les systèmes MIMO-OFDM appliqués aux réseaux mobiles

Nom Prénom de l'auteur : RACHINI ALI

Membres du jury :

- Madame FARAH Joumana
- Monsieur LENGELLE Régis
- Monsieur EL ZEIN Ghais
- Madame NOUVEL Fabienne
- Monsieur BEYDOUN Bilal
- Madame PALADIAN Françoise

Président du jury :

Date de la soutenance : 26 Février 2014

Reproduction de la these soutenue

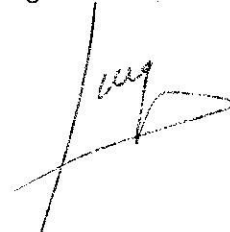
- ☒ Thèse pouvant être reproduite en l'état
☐ Thèse pouvant être reproduite après corrections suggérées

Fait à Rennes, le 26 Février 2014

Le Directeur,

M'hamed DRISSI

Signature du président de jury



RAPPORT DE SOUTENANCE DE THESE DE DOCTORAT

Nom Prénom du doctorant : RACHINI ALI

Spécialité de la thèse : Electronique et télécommunications Date de soutenance 26 Février 2014

Intitulé de la thèse:

Etude de la synchronisation temporelle dans les systèmes MIMO-OFDM appliqués aux réseaux mobiles

Membres du jury :

- Madame FARAH Joumana
 - Monsieur LENGELLE Régis
 - Monsieur EL ZEIN Ghais
 - Madame NOUVEL Fabienne
 - Monsieur BEYDOUN Bilal
 - Madame PALADIAN Françoise
-

Ali RACHINI a réalisé un exposé clair, pédagogique, dynamique, consistant avec le contenu de son mémoire et intégrant une grande partie des commentaires émis par les rapporteurs. Il a réalisé une bonne synthèse de ses travaux et a su mettre en évidence sa contribution personnelle à la résolution du problème qu'il a traité.

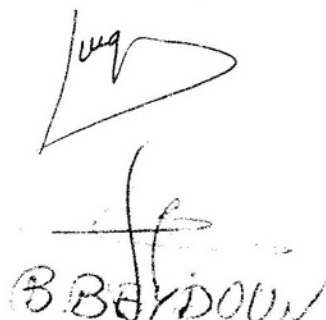
Les réponses aux questions ont démontré sa bonne maîtrise des concepts développés ainsi qu'un bon niveau de connaissance de l'ensemble des fonctions apparaissant dans les communications MIMO-OFDM. Par ailleurs, le jury souligne le potentiel d'adaptation à d'autres problématiques des solutions proposées.

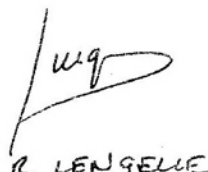
Pour l'ensemble de ces raisons, le Jury décerne à M. Ali RACHINI conjointement le grade de Docteur de l'INSA de Rennes et le grade de Docteur de l'Université Libanaise, les deux dans la spécialité Electronique et Télécommunications et assortis de la mention Très Honorable.

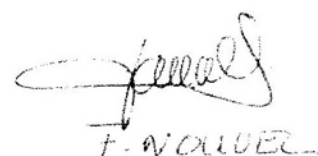
F. PALADIAN (visio)

J. FARAH


G. EL ZEIN


B. BEYDOUN


R. LENGELLE


F. NOUVEL

Résumé

L'évolution rapide dans les systèmes de communications sans-fil couplée à l'utilisation de téléphones mobiles, des services satellite, de l'internet sur les réseaux sans fil et les réseaux locaux nécessitent un débit de données très élevé et une grande fiabilité. Ces débits ont augmenté rapidement dans les nouvelles applications de transmission de données de nouvelle génération. Pour répondre aux contraintes de la limitation du spectre disponible, les systèmes à porteuses multiples (OFDM), permettent une haute efficacité spectrale à cause de l'orthogonalité et un débit total s'approchant du débit de Nyquist. Par ailleurs, un système de réseaux des antennes à multi-entrées et multi-sorties (MIMO) apporte des gains importants, à la fois, pour les liens et les capacités du réseau, sans transmission de puissance supplémentaire ou sans consommation de la bande passante. La combinaison de ces deux systèmes (MIMO et OFDM) permet d'exploiter la robustesse de la liaison sur des canaux sélectifs en fréquence et sur des canaux non corrélés en espace. Une des problématiques de cette combinaison réside dans les méthodes de synchronisation. La synchronisation se divise en deux parties, la synchronisation temporelle et la synchronisation fréquentielle. La synchronisation temporelle se fait, d'une part par la synchronisation grossière qui consiste à estimer le début de chaque trame reçue, et d'autre part par la synchronisation fine qui détecte le début de chaque symbole OFDM dans la trame reçue. Le principe de la synchronisation fréquentielle est de trouver le déphasage entre la fréquence à l'émission et la fréquence locale du récepteur.

Dans une première partie, nous avons proposé des méthodes pour la synchronisation temporelle en se basant sur des séquences de synchronisation connues au niveau du récepteur. Nous avons réalisé une étude des différentes séquences existantes afin de comparer les efficacités de chacune de ces séquences pour la synchronisation dans un système MIMO-OFDM.

Dans une deuxième partie, un travail de simulation sous Matlab a été réalisé afin d'étudier les performances de nos méthodes proposées dans des canaux sélectifs en fréquence et à trajets-multiples. Les résultats de simulations de ces méthodes expriment la probabilité d'acquisition de synchronisation temporelle selon le SNR.

Abstract

The current wireless communication systems, mobile phones, satellite services and wireless internet networks require a very high data rate and a highly reliable degree. These rates have increased rapidly in the new applications of data transmission of new generation. To take into account the spectrum limitations, the OFDM has been proposed thanks the orthogonality between sub-carriers and the data rate that approaches to the Nyquist-Shannon sampling rate. Furthermore, the antennas technic (MIMO) can provide significant various gains, a diversity gain that improves the link reliability and the spatial multiplexing gain where different data streams are transmitted over different antennas. The combination of these two systems (MIMO and OFDM) allows to exploit the robustness of the link on the frequency-selective channels and uncorrelated channels in space. One of the issue in the combination MIMO-OFDM resides on the synchronization methods. The synchronization is divided into sub parts, timing synchronization and frequency synchronization. Timing synchronization is also divided into two parts, firstly, the coarse timing synchronization is used to estimate the beginning of each received frame, and secondly, the fine timing synchronization which detects the beginning of each OFDM symbol in the received frame. The principle of the frequency synchronization is to find the shifted phase between the transmitted frequency and the local frequency at the receiver.

In a first part, we have proposed different methods for timing synchronization based on synchronization sequences known at the receiver. We did a study for various existing sequences to compare the efficiencies of each of these sequences in timing synchronization for MIMO-OFDM systems.

In a second part, Matlab's simulations were conducted to study the performance of our proposed methods in multi-paths frequency-selective channels. Simulations results show the acquisition timing synchronization probability in terms of SNR.

Utiliser la police Arial Taille 9 en bleu dans les champs texte « résumé » et « abstract » - Texte justifié -
Ne pas dépasser le nombre de caractères des cadres de texte ci-dessus.
Ne pas modifier la taille des cadres de texte